



第四章 射频功率放大器

本章介绍射频
功率放大器RFPA
与射频匹配网
络、射频功率合
成技术

4.1 引言

4.2 A类射频功率放大器

4.3 B类和C类射频功率放大器

4.4 高效射频功率放大器

4.5 阻抗匹配网络与网络设计

4.6 射频宽带功率合成

[返回](#)

4.1 引言

■ 发射系统的任务：

包含信息的基带信号 → 高频大功率的已调信号

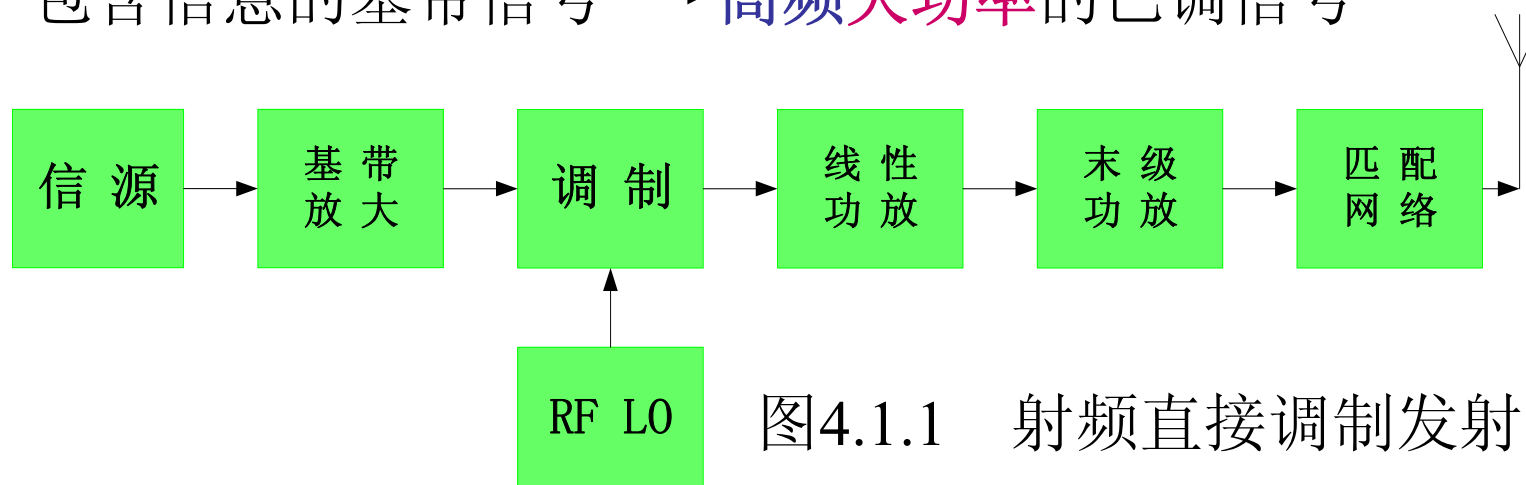


图4.1.1 射频直接调制发射系统

最早的经典发射系统

- 是传统的调幅模拟通信发射系统，要求线性功放
- 对于调频发射系统，由于其已调波的包络恒定，可采用非线性功放。



4.1 引言

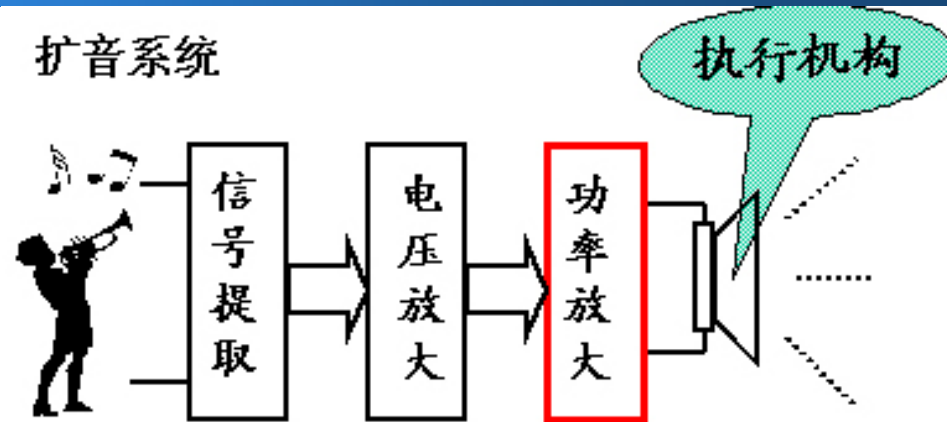
RFPA应用于发射机末级，将已调信号放大到所需功率值，送天线发射。

RFPA所带来的问题：

- ◆ 为输出大电流，输出级晶体管芯片面积增大，导致极间电容增加；
- ◆ 电路寄生参数影响较大；
- ◆ 晶体管等效输入输出阻抗小，且为复数；

一、RFPA的特点

扩音系统



- ◆ 指标与以前的放大器不同:

输出功率 P_0 , 电源供给功率 P_D , 管耗 P_T , 效率 η 等。

- ◆ 对功率管的要求: 最大击穿电压 $V_{(BR)CEO}$ 、最大集电极电流 I_{CM} 、最大管耗 P_{CM} 及最高工作频率 f_{max} 等

- ◆ 多级功放的级间匹配网络设计计算;



二、RFPA的工作状态

为提高效率而设计成各种工作状态：

1. A类（甲类）工作状态：

- ◆ 输入正弦波的一周期内，功率管全导通。
- ◆ 输入是正弦波，输出也是正弦波，且频率相同，因此是同频线性放大器。

2. B类（乙类）工作状态：

- ◆ 输入正弦波的一个周期内，功率管半个周期导通，半周期截止。
- ◆ 形成半波失真输出，产生多次谐波。
- ◆ 常用LC并联谐振回路选频：同频放大和倍频放大



3. C类（丙类）工作状态

- ◆ 在输入正弦波的一周期内，功率管导通时间小于半个周期。
- ◆ 输出为小于半个周期的余弦脉冲，从而形成丰富的谐波输出。
- ◆ 同频放大和倍频放大

4. 高效功率放大

- ◆ 为进一步提高效率，要求功率管处于开关状态。
- ◆ 双管D类功放。
- ◆ 单管E类功放。
- ◆ 单管F类功放。



4.1 引言

4.2 A类射频功率放大器

4.3 B类和C类射频功率放大器

4.4 高效射频功率放大器

4.5 阻抗匹配网络与网络设计

4.6 射频宽带功率合成

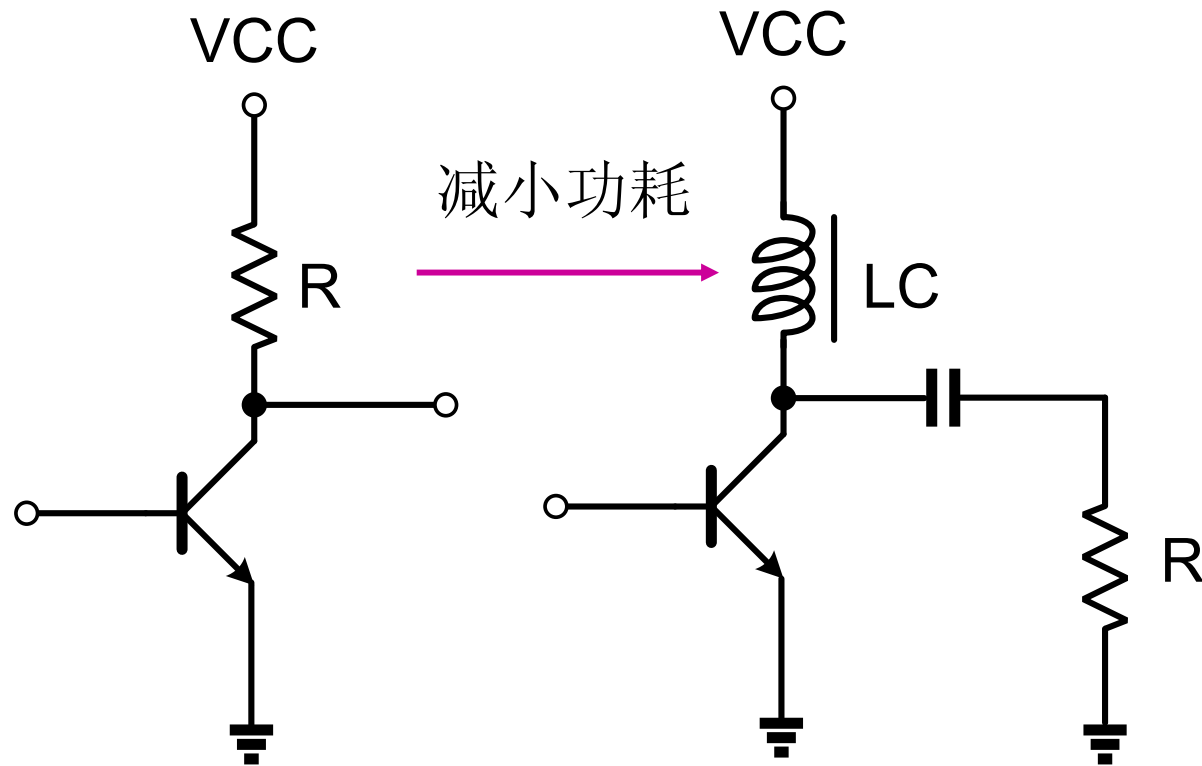


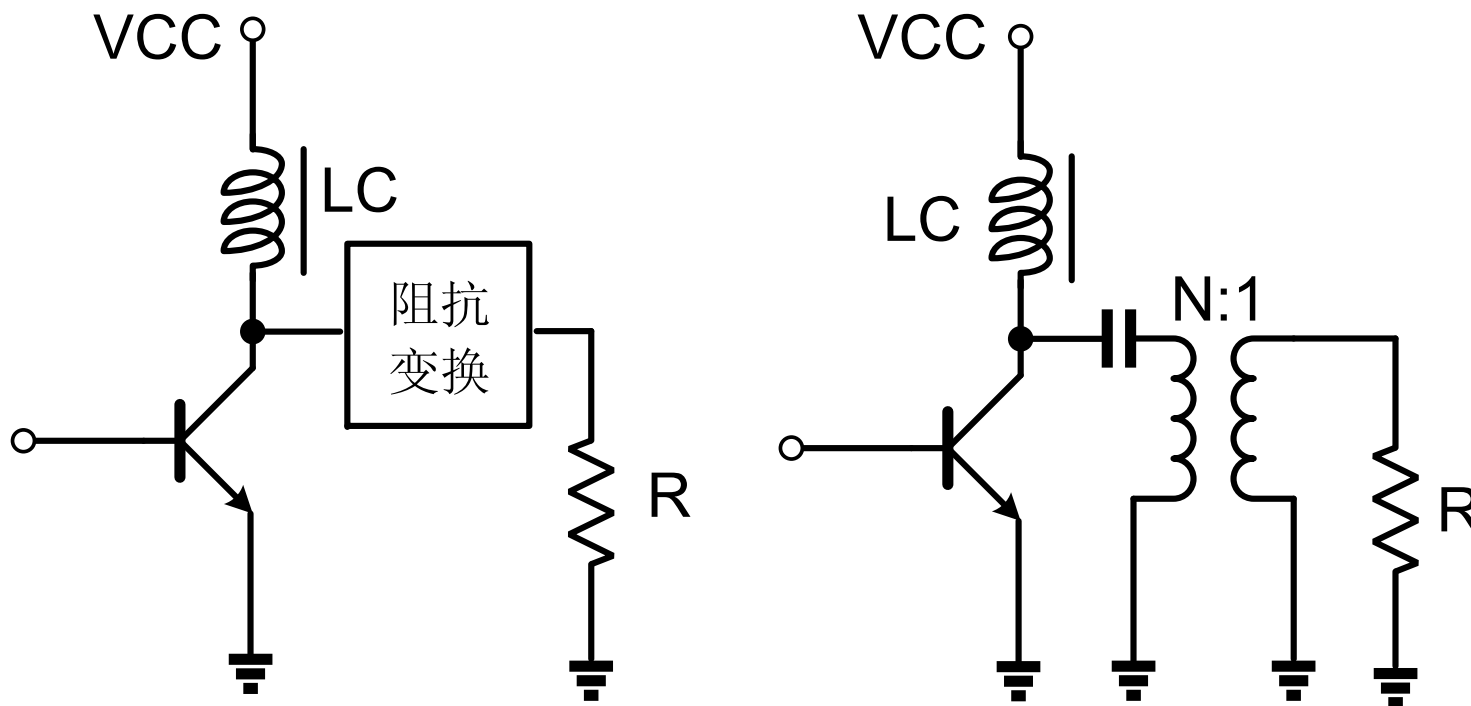
4.2 A类射频功率放大器 (RFPA)

- ▶ A类射频功率放大器: 工作在射频段
- ▶ 甲类功率放大器: 工作在音频

- ▶ A类对功率管有高频指标要求, 电路结构也有所区别

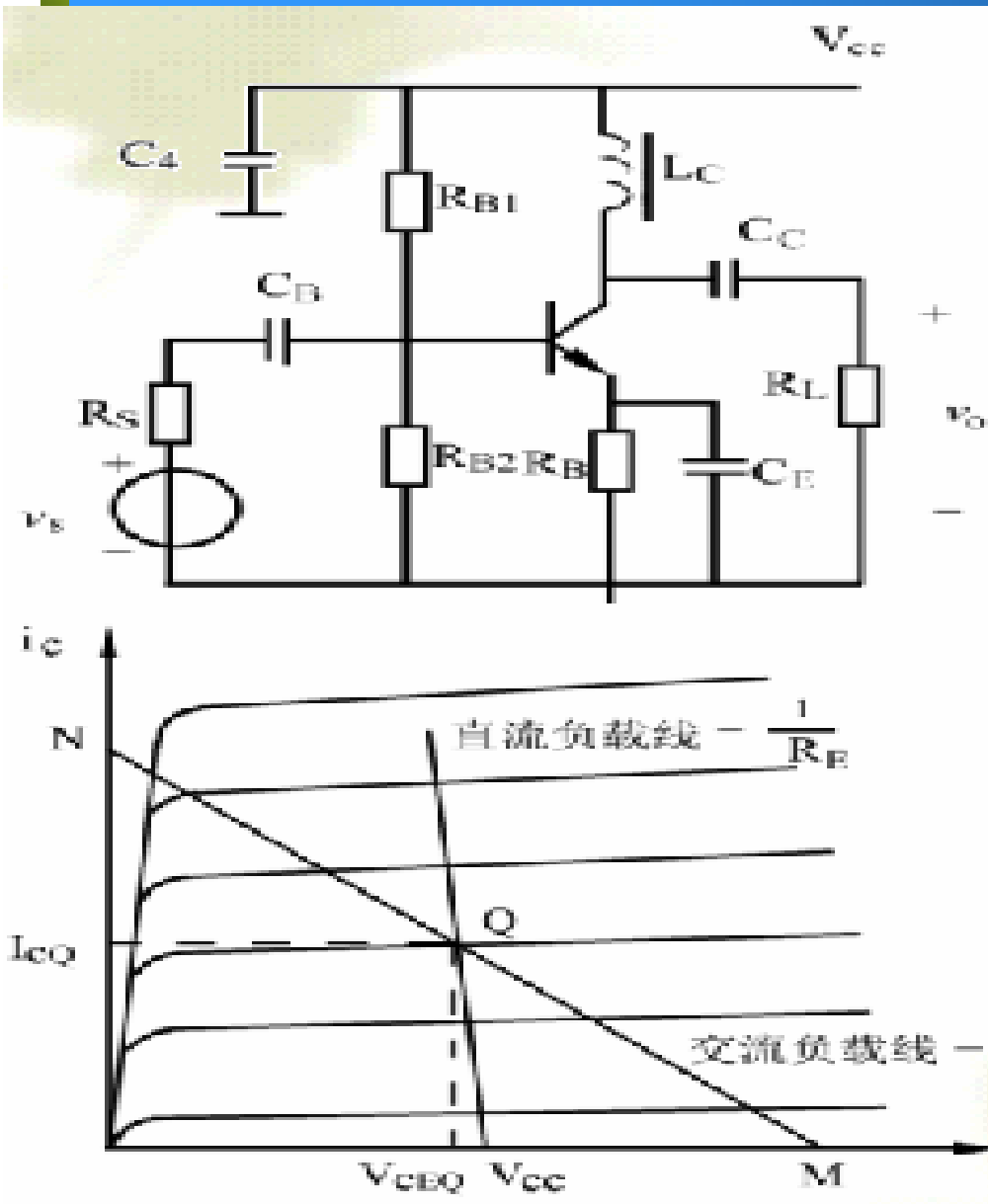
4.2 A类射频功率放大器 (RFPA)





►对于功率放大器而言，目的是为了得到最大输出功率，而不是最大功率增益。为实现最大功率传输，功率放大器要带阻抗变换网络。

4.2 A类射频功率放大器 (RFPA)



一、电路结构

特点:

1. R_C 改用 L_C
 2. R_E 尽可能小
 3. 偏置电路可使电路偏置在A.B.C类状态
- } 为减小功耗

图4.2.1 A类射频功放电路和交流负载

►为使功率管能有最大交流信号摆幅，从而获得最大输出功率，将直流工作点选在交流负载线的中点。

4.2.1 正弦信号输入时的A类RFPA

$$P_0 = \frac{1}{2} I_{cm} V_{cm} = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L}$$

$$P_D = V_{CC} I_{CQ} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

$$\eta = P_0 / P_D$$

$$P_T = P_D - P_0$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}}\right)^2$$

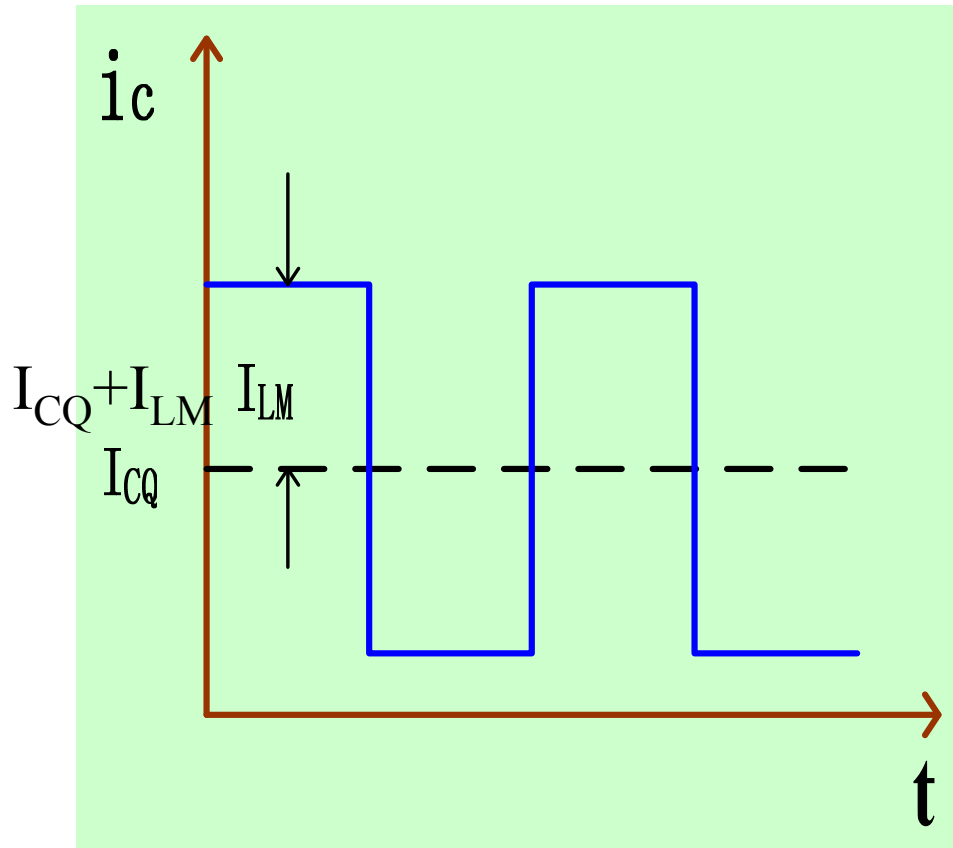
$$\eta = \frac{P_0}{P_D} = \frac{I_{Lm}^2 R_L}{2 I_{CQ} V_{CC}} \leq \frac{I_{Lm}^2 R_L^2}{2 V_{CC}^2}$$

$I_{Lm} = I_{CQ}$ 时, $\eta_{\max} = 50\%$

实际上?

→ 小于50%

4.2.2 方波信号输入时的A类RFPA



$$1 \quad I_{Lm} < I_{CQ}$$

$$P_0 = I_{Lm}^2 R_L$$

$$P_D = I_{CQ} V_{CC} = I_{CQ}^2 R_L$$

$$\eta = \frac{P_0}{P_D} = \frac{I_{Lm}^2}{I_{CQ}^2}$$

$$2 \quad I_{Lm} = I_{CQ}, \text{ 则 } \eta_{\max} = 100\%$$

可以设计出开关工作状态的功放电路！！ → D类、E类

输出端用LC并联回路选出基波

方波输入,正弦波输出

- ◆ 基波输出时: $P_0 = \frac{1}{2} I_{1m}^2 R_e$ I_{1m} 为 i_L 中的基波电流振幅
 R_e 为LC回路谐振阻抗
基波最大输出功率

$$P_{0\max} = \frac{8 I_{Lm}^2 R_e}{\pi^2} = \frac{8 V_{CC} I_{CQ}}{\pi^2}$$

最大效率 $\eta_{\max} = \frac{P_{0\max}}{P_D} = \frac{8}{\pi^2} = 81\%$

- ◆ 谐波输出时:

$$\eta_{n\max} = \frac{P_{0n\max}}{P_D} = \frac{8}{n^2 \pi^2}$$



- 4.1 引言
- 4.2 A类射频功率放大器
- 4.3 B类和C类射频功率放大器
- 4.4 高效射频功率放大器
- 4.5 阻抗匹配网络与网络设计
- 4.6 射频宽带功率合成

4.3.1 B类RFPA

由于A类在静态Q点时，无交流输出， $P_O=0$ ，静态时电源供给全部功率都消耗在功率管上，功放效率低。

$$P_D = P_T + P_O$$

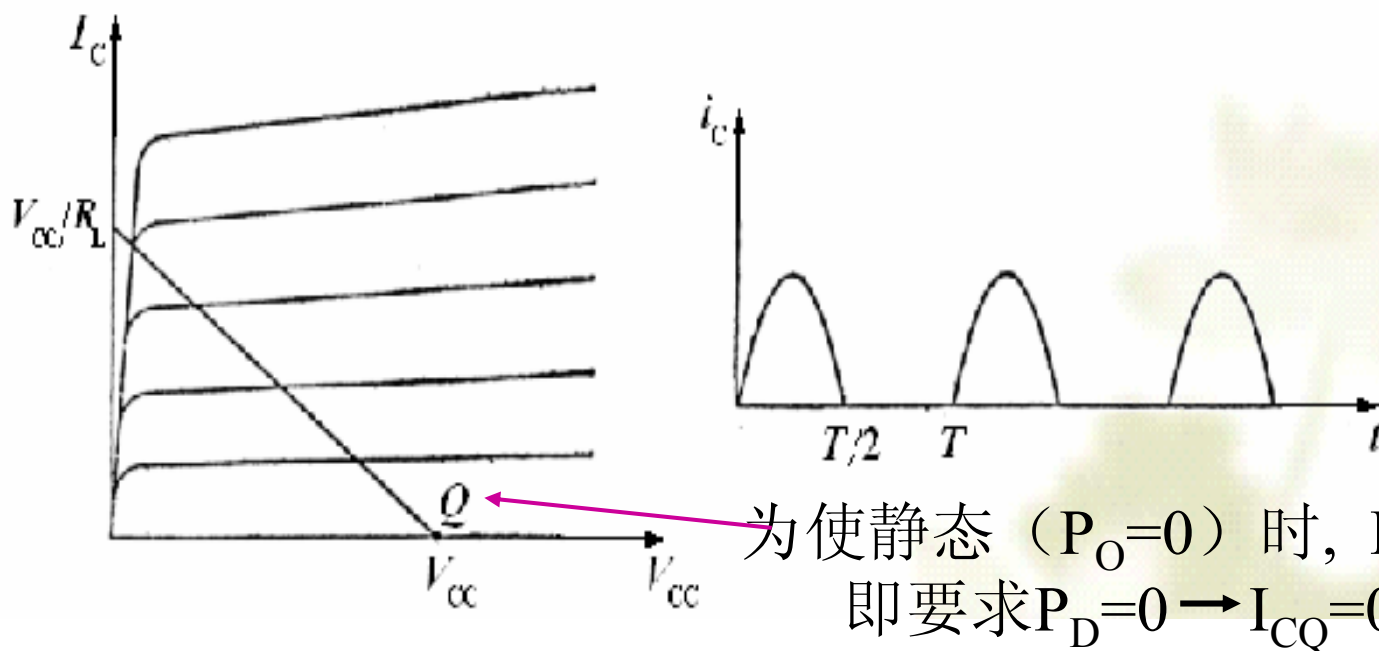


图4.3.1 B类功放偏置和 i_C 的波形

B 类功放实现不失真放大的方法

半波正弦信号波形严重失真，为不失真：

◆ 用 LC 并联回路选频：

选出基频 — 同频放大

选出谐波 — 倍频放大

◆ 采用双管推挽工作，类似于低频乙类互补推挽功放，各放大半个正弦波，然后在负载上合成一个完整的正弦波。

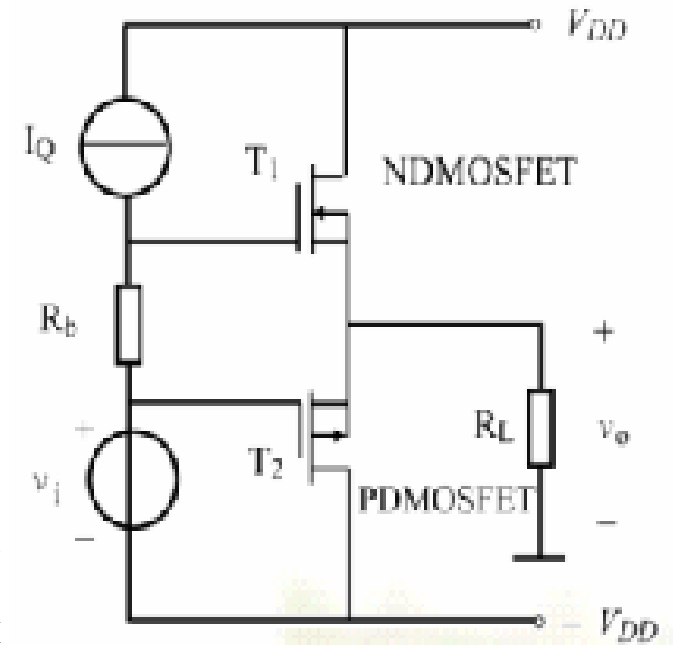


图4.3.2 集成互补MOSFET B类推挽功放



集成B类双管推挽功放采用MOSFET的原因：

- ◆ MOSFET的 I_D 具有负温度系数；
- ◆ MOSFET功耗小，工作频率高。
- ◆ MOSFET为高阻输入器件，所需激励功率小。
- ◆ MOS工艺便于集成MOSFET。

B类 RFPA的工作效率

B类功放最大输出功率:

$$P_{o\max} = \frac{V_{DD}^2}{2R}$$

B类功放输出平均电流:

公式中2表示两只管子半波都流过电流

半周期:

$$\bar{i}_d = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{2V_{DD}}{R} \cdot \sin \omega_0 t \cdot dt = \frac{2V_{DD}}{\pi R}$$

电源提供功率:

$$P_{DC} = \bar{i}_d \cdot V_{DD} = \frac{2V_{DD}^2}{\pi \cdot R}$$

效率:

$$\eta = \frac{P_{o\max}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$$

4.3.2 C类RFPA原理

导通时间小于半个周期

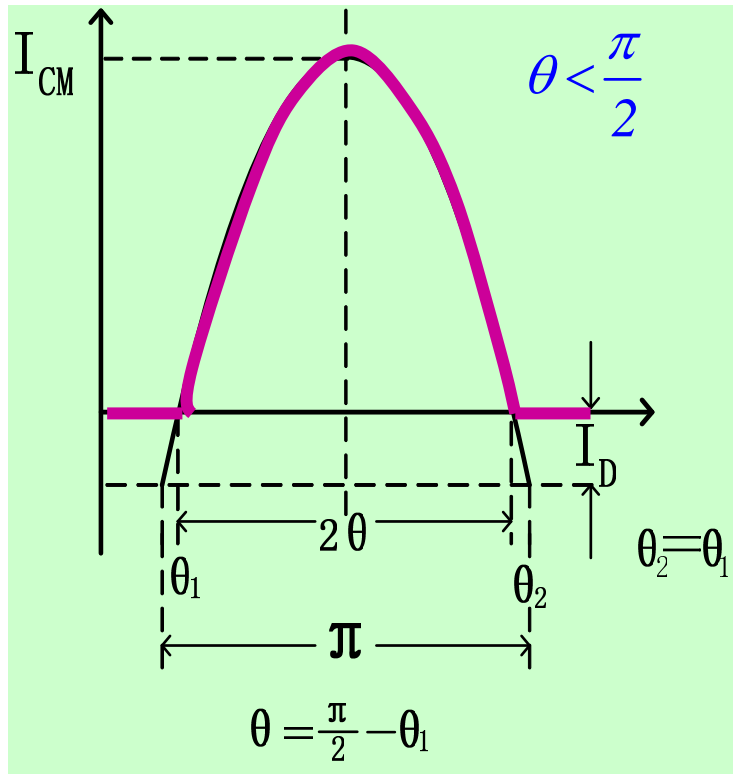


图4.3.3 C类功放
集电极电流波形

$$i_c = \begin{cases} I_{cm} \sin \omega t - I_D & \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2 \\ 0 & \text{other_time} \end{cases}$$

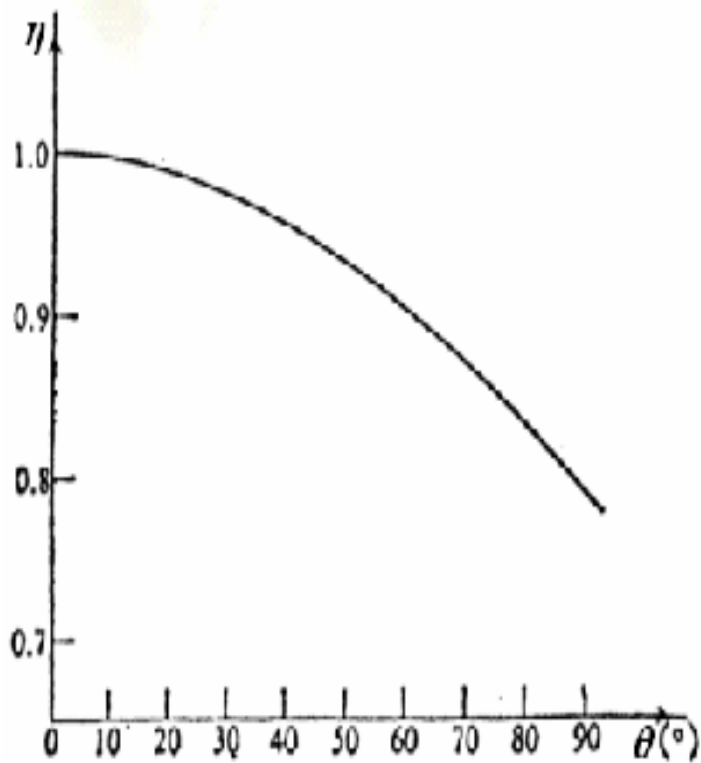
$$I_{co} = \frac{I_{cm}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad \text{直流分量算 } P_D$$

$$I_{1m} = \frac{I_{cm}}{2\pi} (2\theta - \sin 2\theta) \quad \text{基波分量算 } P_O$$

$$P_O = \frac{1}{2} V_{Cm} I_{1m} = \frac{V_{Cm} I_{Cm}}{4\pi} (2\theta - \sin 2\theta)$$

$$P_D = V_{CC} I_{C0} = \frac{V_{CC} I_{Cm}}{4\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

$$\eta = \frac{P_O}{P_D} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2\theta - \sin 2\theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}, \quad (V_{cm} = I_{1m} R_L \approx V_{cc})$$



$\theta \uparrow \rightarrow \eta \downarrow$

$\theta \downarrow \rightarrow \eta \uparrow$ (C类效率高)

$\theta = 0, \eta = 100\%$

(实际已不能工作)

图4.3.4 η 与 θ 的关系曲线

4.3.3 C类 RFPA 的查表设计方法

- ◆ **主要设计参数**：输出功率 P_0 ，电源供给功率 P_D ，管耗 P_T 功率管最大集射极电压， V_{CEmax} 或 V_{DSmax} 。功率管最大输出电流 I_{Cmax} 、 I_{DSmax} 。

$$P_D = P_T + P_0$$

4.3.3 C类 RFPA 的查表设计方法

(一) 已知 P_0 ，确定 V_{CC} 和功率管参数

$$P_D = P_T + P_0$$

1. 设计方法:

(1) 对图4.3.5 C类功放电路，求得功率管极限参数。

图4.3.6表示了集电极最大电流和导通角 θ 的关系一式 (4.3.14)

图4.3.7表示了管耗 P_T 和导通角 θ 的关系一式 (4.3.16)

(2) 最大管耗 P_T

给定 P_0 和 P_T ，由 $P_0/P_T \sim \theta$ 曲线查得 θ 值，由 θ 值在 $I_M \sim \theta$ 曲线上查得 I_M ，求得 $I_{CM_{\max}}$ 。



(二) 已知 V_{CC} 和功率管参数，确定安全工作条件下的 P_{OMax} (例题4.3.2)。

4.3.4 C类RFPA的倍频功能

- ◆ 倍频：LC回路选谐波输出。
- ◆ n次倍频（n次谐波）。
- ◆ I_{nm} 与 I_{cm} 和 θ 有关（4.3.26式）

各次倍频谐波最大幅值，有一个最佳通角 θ ：

$n = 2$ (二倍频) $\theta = 60^\circ$ 谐波有最大幅值 $I_{2m} = 0.4 I_{cm}$

$n = 3$ (三倍频) $\theta = 40^\circ$ 谐波有最大幅值 $I_{3m} = 0.29 I_{cm}$



A、B、AB和C类功放小结

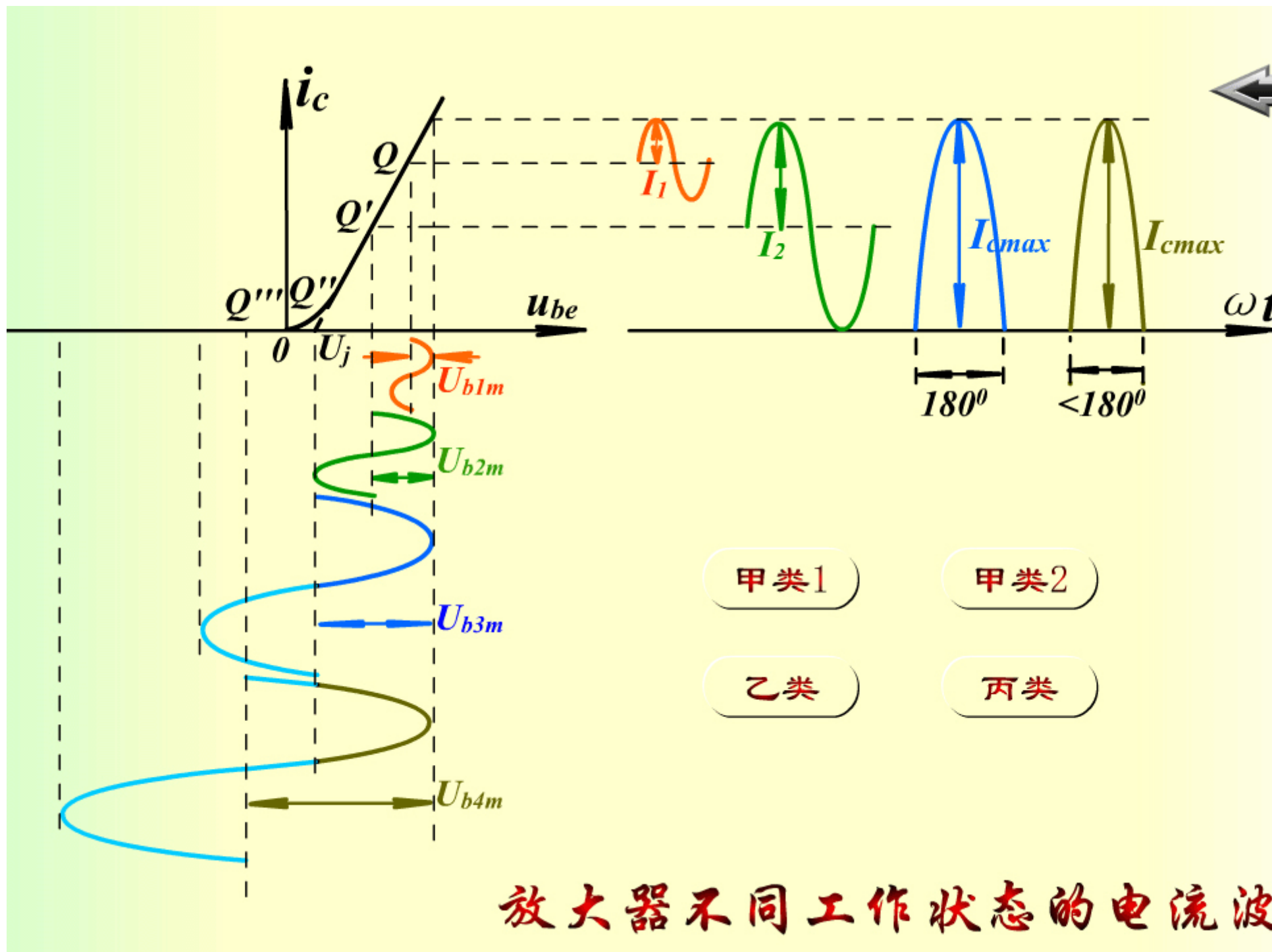
1. 功率管处放大工作状态
2. 线性功放（A、B） 非线性功放（C）
3. 线性功放适用于调幅模拟信号放大
4. 导通角：

$$\mathbf{A:} \quad \Theta = 180^0$$

$$\mathbf{B:} \quad \Theta = 90^0$$

$$\mathbf{AB:} \quad 90^0 < \Theta < 180^0$$

$$\mathbf{C:} \quad \Theta < 90^0$$





4.1 引言

4.2 A类射频功率放大器

4.3 B类和C类射频功率放大器

4.4 高效射频功率放大器

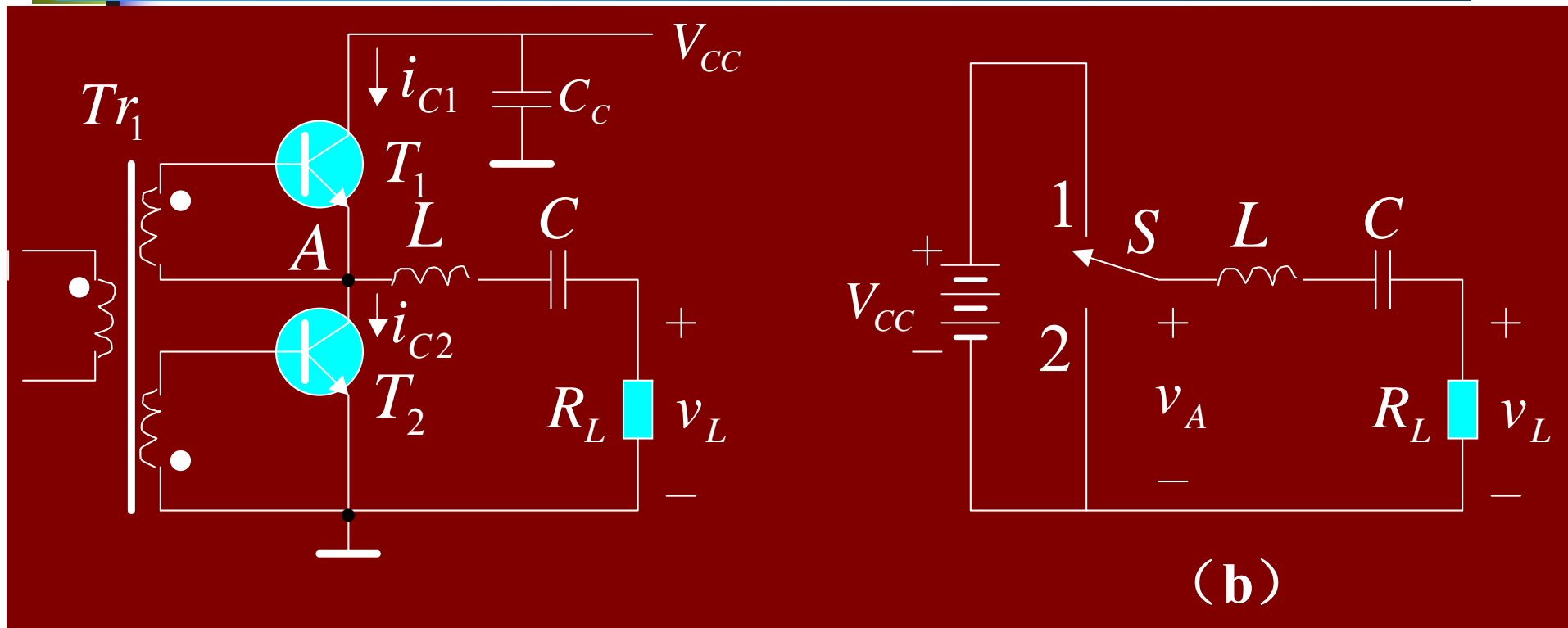
4.5 阻抗匹配网络与网络设计

4.6 射频宽带功率合成

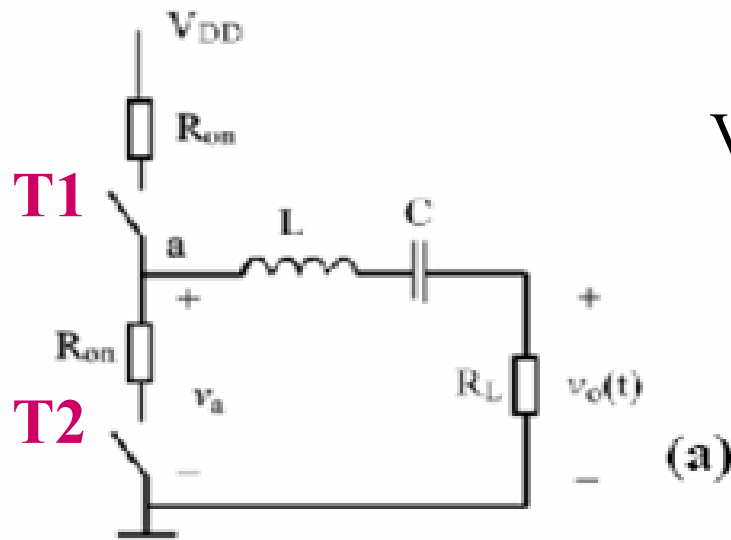


- A类、B类和C类放大器是采取减小电流流通角的方法提高放大器的效率。
- 若 $P_T=0$, 则 $\eta = 100\%$, 则要求功率管工作时:
导通 $i_c \neq 0$ 时, 饱和导通使得 $v_{ce}=0$
截止时, 充分截止使得 $i_c=0$
- 功率管工作在开关状态即D类, 类似于A类功放工作在方波信号时, 达到高效率。
- A、B、C类工作在放大状态

4.4.1 D类RFPA



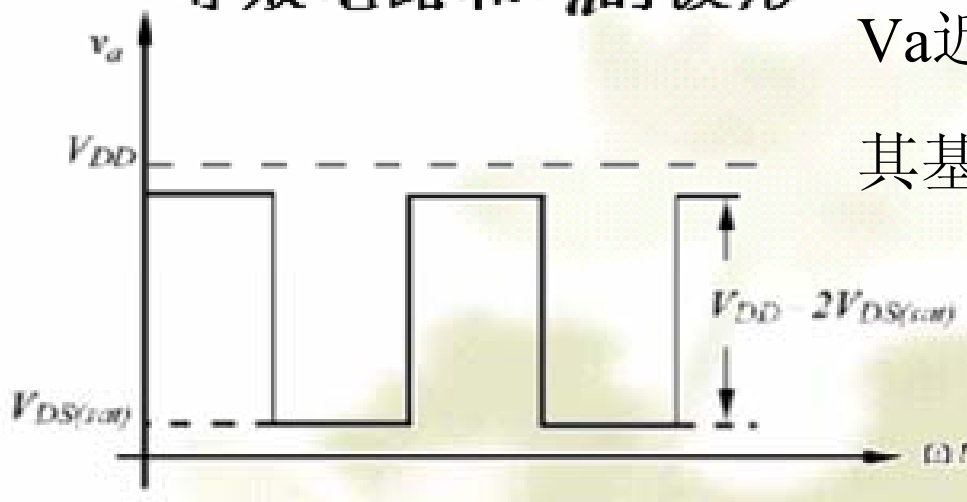
1. T_1 T_2 均为NEMOSFET，交替导通，处于开关工作。
2. NEMOSFET的导通电阻很小。
3. 输入变压器起倒相激励作用。
4. 输出端与负载 R_L 间接入一个高Q值LC串联谐振回路。在方波信号激励下，A点输出也为方波。



T1导通, T2截止
 $V_a = V_{DD} - V_{DS1} \approx V_{DD}$

T2导通, T1截止
 $V_a = V_{DS2} \approx 0$

图4.4.2 D类功放的等效电路和 v_a 的波形



V_a 近似为方波, 幅度 V_{DD}
 其基频分量幅度 $V_{1m} = \frac{2}{\pi} V_{DD}$

4.4.1 D类RFPA

LC串联回路选频后

R_L 上的基波分量; $v_O(t) = \frac{R_L}{R_L + R_{on}} \cdot \frac{2}{\pi} V_{DD} \cos \omega t$ 基波分量算 P_O

流过每管的直流电流; $I_D = \frac{1}{2\pi \cdot R_L} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} v_O(t) d(\omega t) = \frac{2V_{DD}}{\pi^2 (R_L + R_{on})}$

电源功率、输出功率与效率的计算;

直流分量算 P_D

$$P_O = \frac{1}{2} \frac{V_{om}^2}{R_L} = \frac{2R_L V_{DD}^2}{\pi^2 (R_L + R_{on})^2} \quad P_D = V_{DD} I_D = \frac{2V_{DD}^2}{\pi^2 (R_L + R_{on})}$$

正弦信号

$$\eta = \frac{P_O}{P_D} = \frac{R_L}{R_L + R_{on}}$$

结论: R_{on} 越小
效率越高, P_T 越小

$$P_T = P_D - P_O = P_D \left(1 - \frac{P_O}{P_D}\right) = P_D (1 - \eta) = P_D \cdot \frac{R_{on}}{R_L + R_{on}}$$



4.4.2 E类RFPA

一、D类功放存在的问题：

- ◆ C不是足够大，不能在T1截止后，给 T2 提供足够电流使其迅速饱和。
- ◆ 由于分布电容存在，功率开关管转换期间仍然产生管耗。
- ◆ 采用 BJT 功率管时，由于工作频率上升其管耗增加，使D类功放的工作频率受限制，不能太高，并由于管耗增加，效率降低。



二、E 类功放

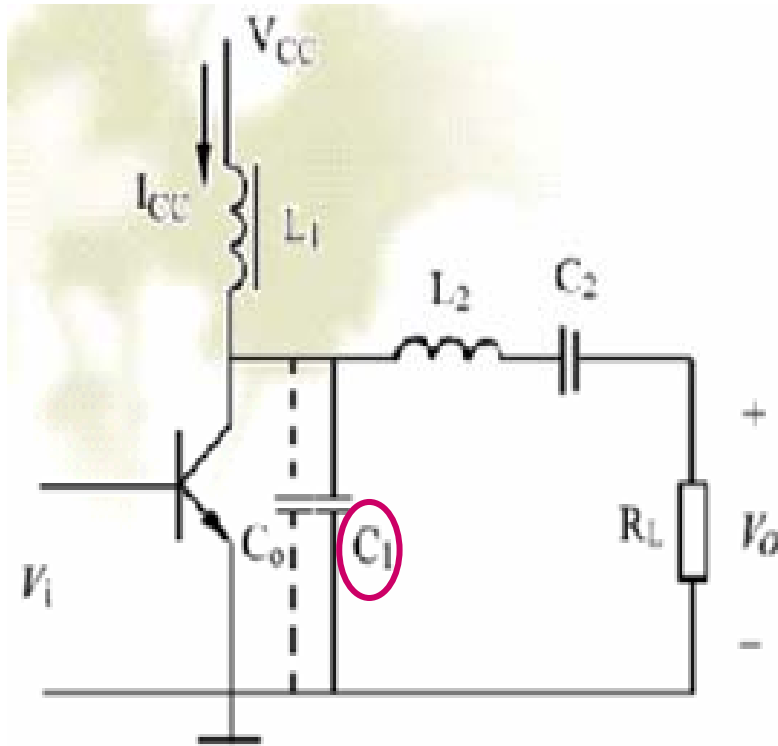
为改善D类功放缺点，采用单管BJT功率管开关工作。

E 类功放特点：

1. 采用单管开关工作。
2. 设计合适的负载网络—输出调谐回路，使功率管的开关瞬态响应最佳：
 - ♪功率管截止时，使 V_{CE} 的上升沿滞后于 $i_C = 0$ ；
 - ♪功率管导通时，使 $V_{CE} = 0$ 以后才出现 i_C ；

保证了管耗最小或等于0。

电路结构与分析



C1 外加辅助电容，
改善瞬态响应，实
现开关要求

图4.4.3 E类射频功放电路

➤ 电路分析用经验公式P.106

[返回](#)



4.1 引言

4.2 A类射频功率放大器

4.3 B类和C类射频功率放大器

4.4 高效射频功率放大器

4.5 阻抗匹配网络与网络设计

4.6 射频宽带功率合成

[返回](#)



- 阻抗匹配网络通常采用**滤波器形式**，因此也能起**选频**作用(但此处不关心)
- 阻抗匹配的**目的**
实现级与级之间**最有效的能量传输**
- 阻抗匹配的**困难**所在
RF功率管的**输入阻抗较低**，且随着功率的增大（意味着管芯尺寸的增加）而减小，该输入阻抗应与前级电路(振荡源或放大器)的输出阻抗匹配
振荡源内阻通常为50，阻抗变换比可能达到10~20
级间阻抗匹配常为**复阻抗匹配**，故设计匹配网络较复杂，**宽带匹配**尤其复杂

4.5.1 RF功率管的输入输出阻抗

一、输入阻抗

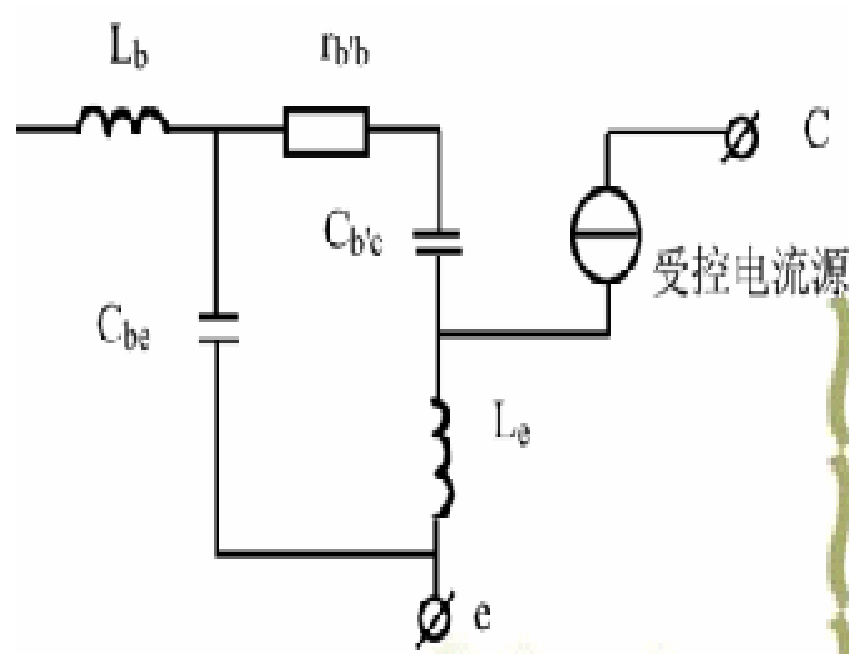


图4.5.1 射频管高频等效电路

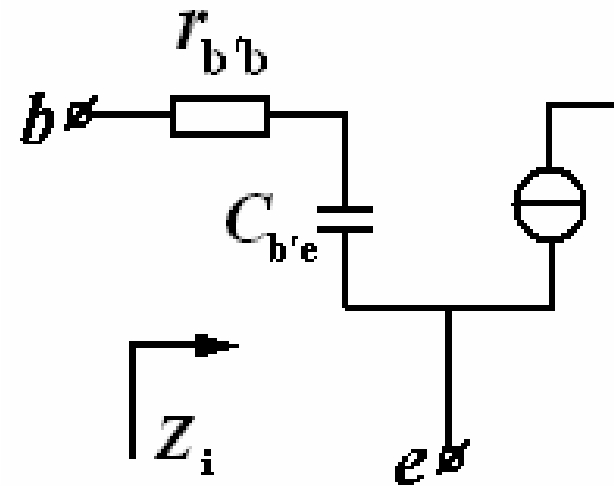


低频段： L_e, L_b, C_{be}
可忽略不计，则等效
电路为右图所示

输入阻抗为：

$$Z_i = r_{bb'} + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}$$

表明阻抗呈容性，且较低。
对大功率管则 Z_i 更小。

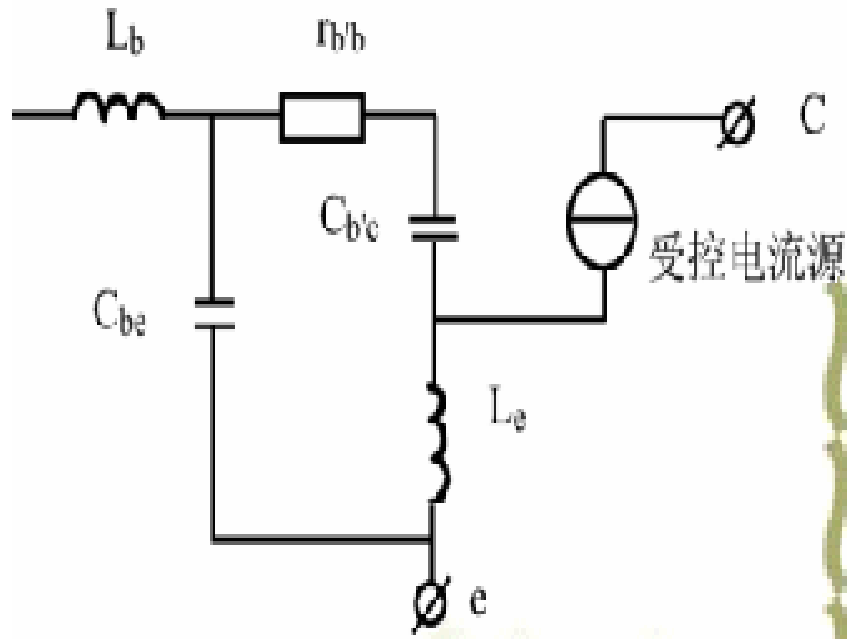


射频频管低频等效电路输入阻抗



高频段:

应考虑 L_e 、 L_b 、 C_{be} ，等效电路如图4.18所示，由于 Z_i 比较复杂，下面分三种情况分别考虑：



在高频段的较高端时， Z_i 呈感性；

在高频段的较低端时， Z_i 呈容性；

在高频段的某一频率范围内， Z_i 呈纯阻性；

上可见， Z_i 不能用某一关系式表达。

图4.5.1 射极管高频等效电路



射频功率管的输入阻抗

射频功率管的输入阻抗是一个大信号参数；
输入阻抗数值都很小；
输入阻抗为一复数；
输入阻抗随频率的变化而变化；

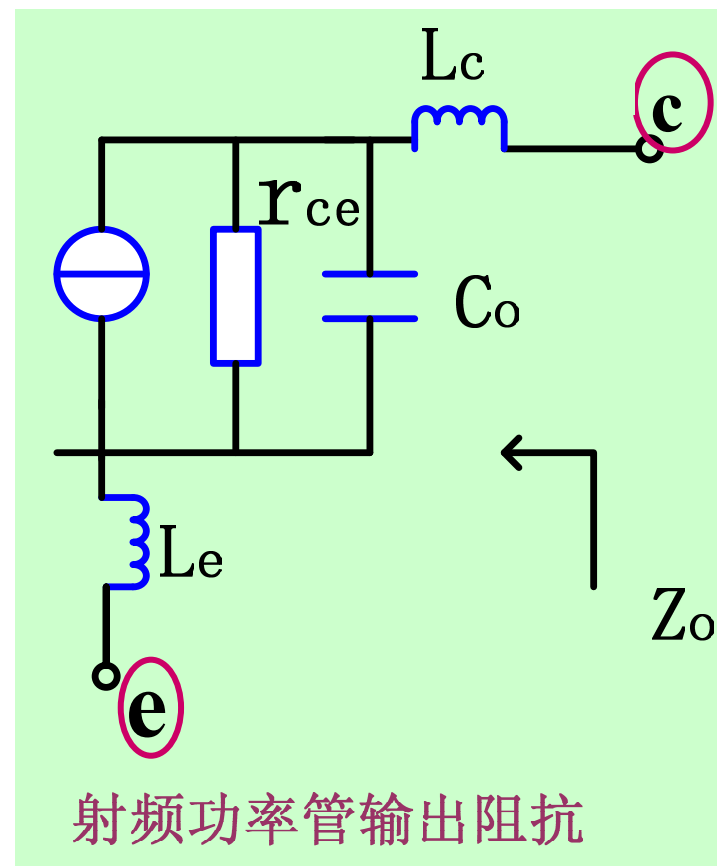
二、输出阻抗

低频段: L_e, L_c 忽略, r_{ce} 忽略

$$Z_0 = \frac{1}{j\omega C_0}$$

高频段: L_c, r_{ce} 忽略

$$Z_0 = j\left(\omega L_e - \frac{1}{\omega C_0}\right)$$



实践中在工作频率范围内, 呈容性

负载阻抗 R_L

$$P_o = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L}$$

Z_0 与 R_L 间需要加入匹配网络

$$V_{cm} = V_{cc} - V_{CE(sat)}$$

$$R_L = \frac{[V_{cc} - V_{CE(sat)}]^2}{2P_o}$$

- R_L 与功率管本身无关，由输出功率及峰值电压决定，如果 R_L 与 Z_0 不匹配，需要加入匹配网络



4.5.2 阻抗匹配原理

匹配目的

实现级与级间的最佳能量传输

对匹配网络的要求：

1. 能够实现阻抗变换，实现级间、输出间匹配。
2. 具有滤波功能，实际它是一个滤波网络(LC)。
3. 插入损耗应尽可能小。

阻抗匹配条件

由电压源给负载传输功率的等效电路，负载上得到的功率为：

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{1}{2} U_{Lm} R_e \left(\frac{1}{Z_L} \right) = \frac{1}{2} U_{sm}^2 \left| \frac{Z_L}{Z_S + Z_L} \right|^2 R_e \left(\frac{1}{Z_L} \right) \\ &= \frac{1}{2} U_{sm}^2 \frac{R_L}{(R_S + R_L)^2 + (X_S + X_L)^2} \end{aligned}$$

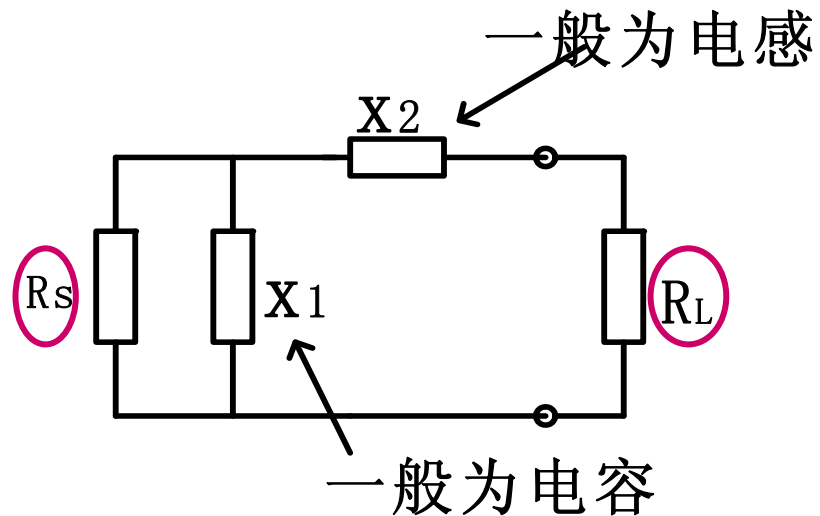
负载功率 P_L 最大时的阻抗匹配条件为：

$$R_L = R_S \qquad X_L + X_S = 0$$

4.5.3 匹配网络与网络设计

1. L型匹配网络

网络结构:



R_S --- 信号源内阻或前级放大器所要求的最佳负载

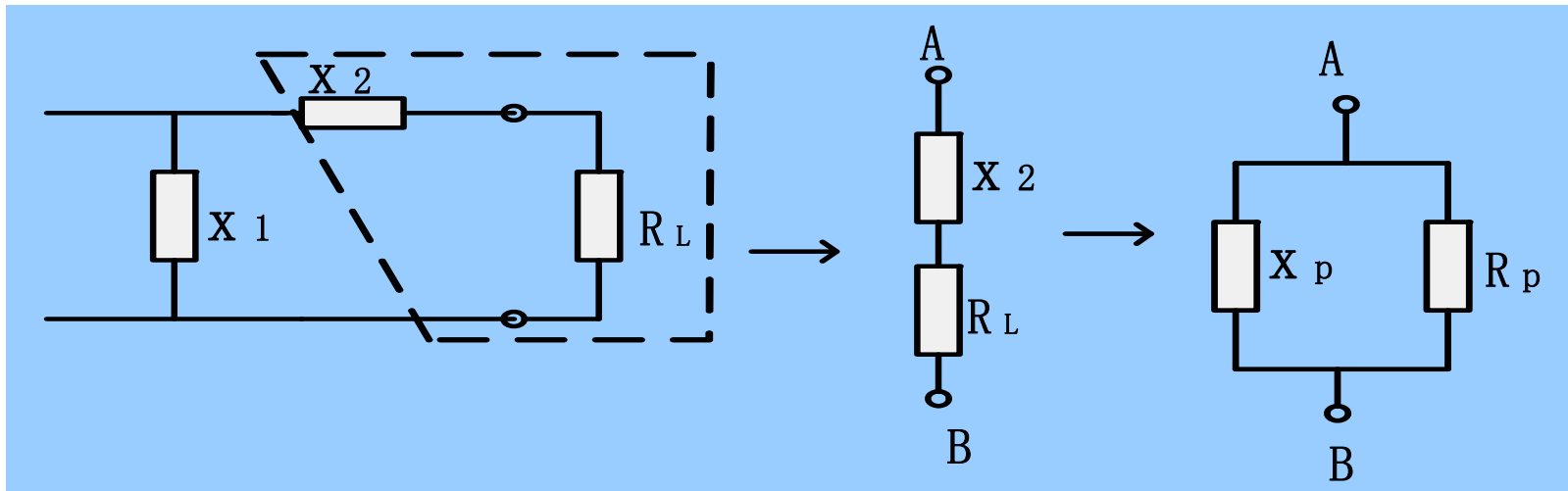
R_L --- 负载阻抗, 天线阻抗

X_1, X_2 --- 匹配网络元件

所以L型匹配网络一般为低通

网络分析

(1) 串并联转换



目标：求 X_1 、 X_2



串并联阻抗的等效互换

要使串并联网络等效，则两个网络阻抗(导纳)相等：

$$\frac{1}{R_L + jX_2} = \frac{1}{R_P} + \frac{1}{jX_P}$$

则转换关系如下：

$$R_P = \frac{R_L^2 + X_2^2}{R_L} = R_L (1 + Q_e^2)$$

$$X_P = \frac{R_L^2 + X_2^2}{X_2} = X_2 \left(1 + \frac{1}{Q_e^2}\right)$$

$$Q_e = \frac{R_P}{X_P} = \frac{X_2}{R_L} \quad \text{网络有载品质因素}$$

L 匹配网络的计算

匹配条件:

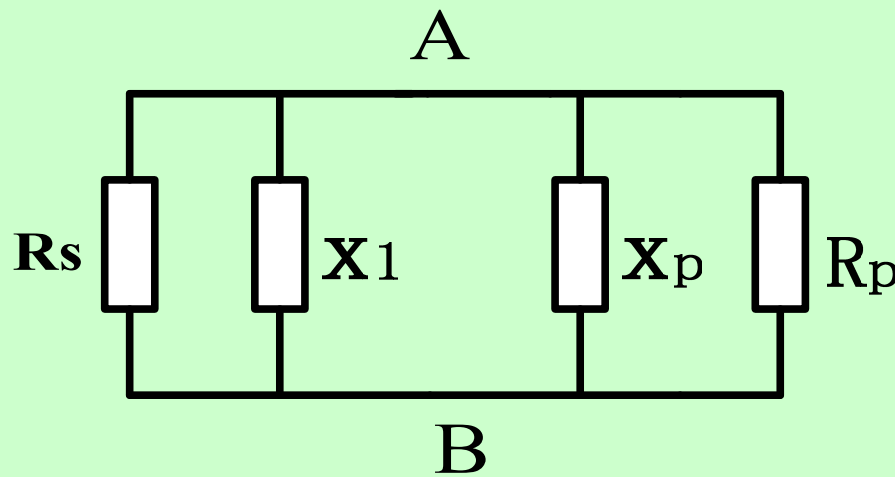
前级与负载为复共轭, 即

$$R_s + jX_1 = R_p - jX_p$$

由匹配条件 $R_p = R_s$ 得:

$$R_s = R_p = R_L (1 + Q_e^2)$$

$$Q_e = \sqrt{\frac{R_s}{R_L} - 1}$$



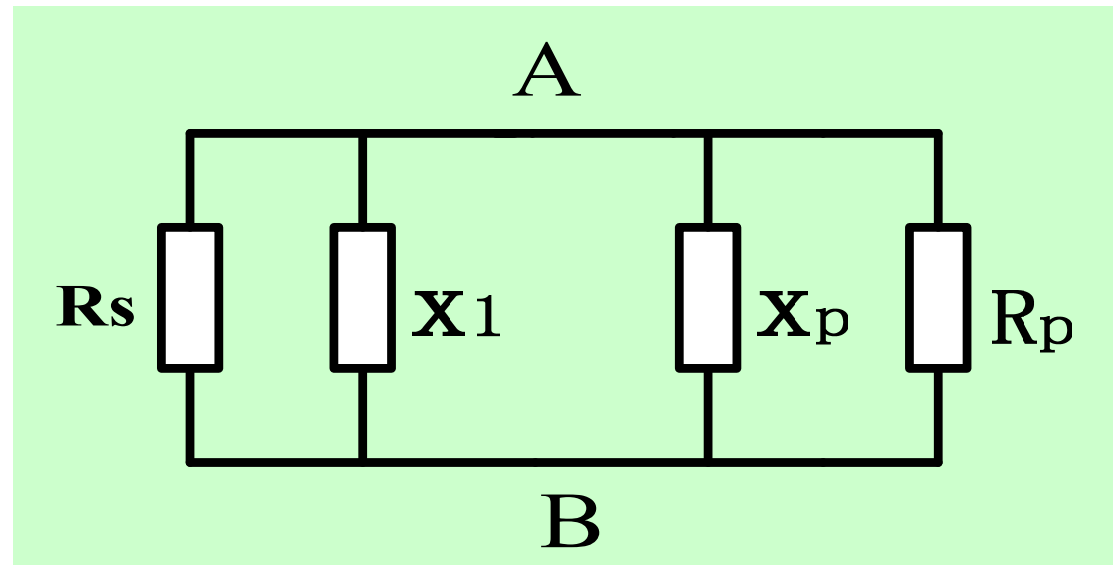
(2) 由匹配条件

$$R_p = R_s$$
$$x_1 + x_p = 0$$

得:

$$|X_1| = |X_p| = \frac{R_s}{Q_e} = R_s \sqrt{\frac{R_L}{R_s - R_L}}$$

$$|X_2| = R_L Q_e = \sqrt{R_L (R_s - R_L)}$$

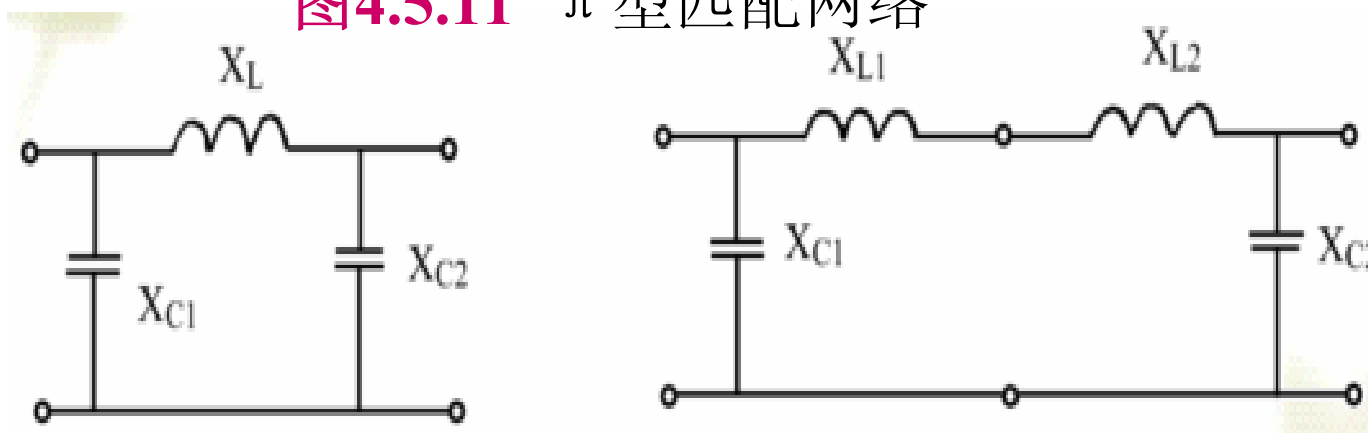


2. Π 型匹配网络

Π 型匹配网络可看作由两个L型网络串接而成，实践中使用这种匹配网络很多。

网络设计关系如式4.49~4.51所示。

图4.5.11 π 型匹配网络



由于匹配网络一般为低通，所以L和C分别为串联元件和并联元件。

3. T型匹配网络

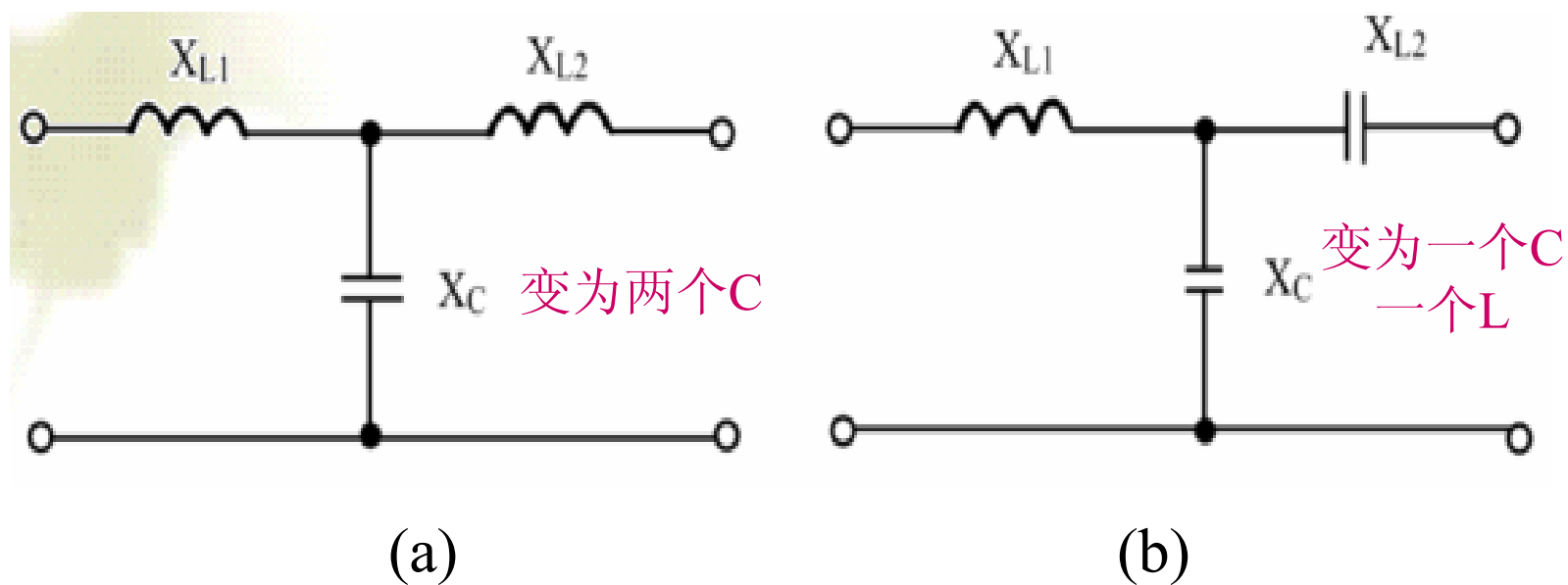


图4.5.12 T型匹配网络

- T型匹配网络也可以看作两个L型网络串接而成
上面两个电路拆的方法不同

[返回](#)

4.5.4 35 W 线性功放网络设计

一、电路结构：

1. 功率管：Motorola公司的MRF240

参数：

$$f = 145 \text{ MHz}, P_0 > 40 \text{ W}, G_p = 10 \sim 11 \text{ dB}$$

已知： $Z_i = 0.6 + j0.8$

$$Z_0 = 2 + j0.1$$

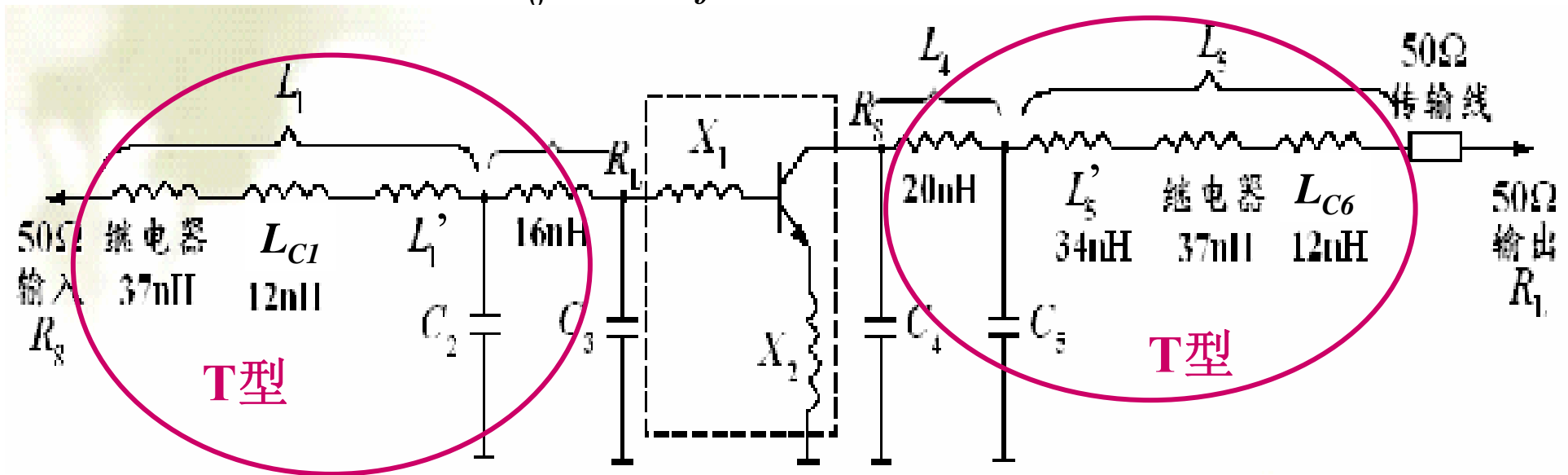
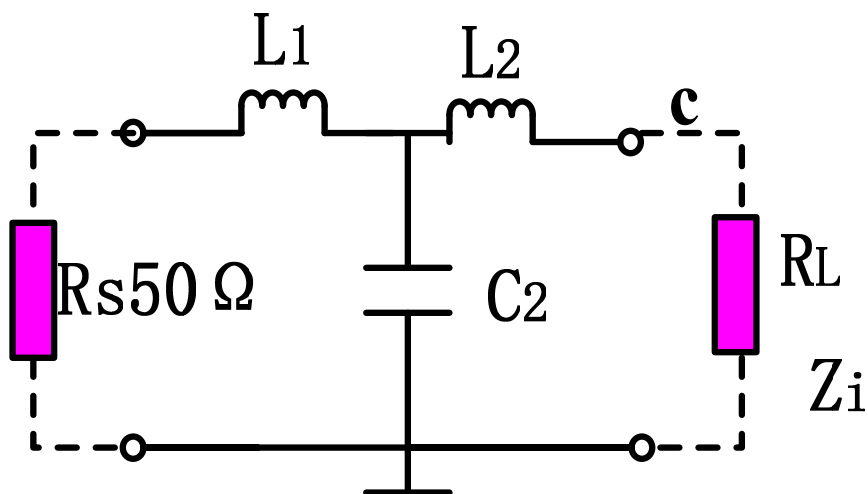


图4.5.14 35W线性功率放大器电路

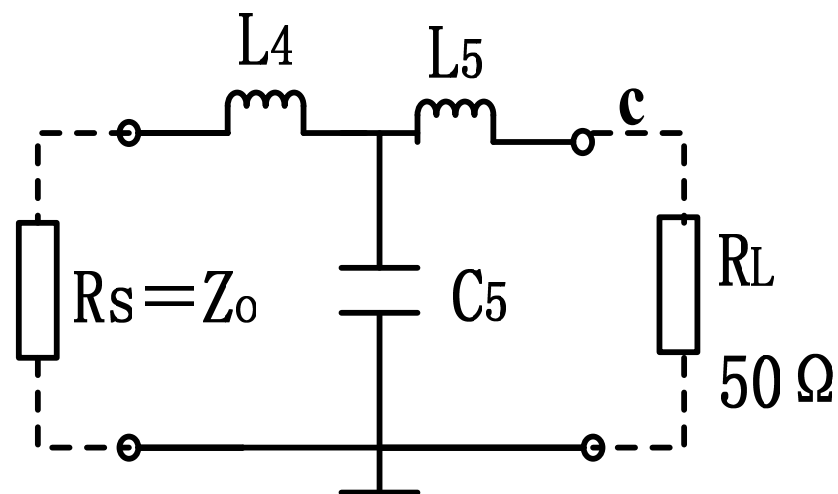
2. 两个T型匹配网络

工作频率为145MHz, BW=15MHz。窄带匹配采用T型网络。

输入匹配网络



输出匹配网络



二、网络分析计算

补偿电容 C_3 C_4 的作用是抵消功率管输入输出阻抗中的电抗部分，使输入输出端呈现纯阻。

补偿电容 C_3 C_4 的计算

1. Z_i 的串、并联等效变换

$$Z_i = R_i + jX_i = 0.6 + j0.8 \quad (\Omega)$$

串联换成并联等效值

$$= R_p // jX_p = 1.67 // j1.25 \quad (\Omega)$$

2. C_3 的计算

当 $f = 145\text{MHz}$ 时，电容 $C_p = \frac{1}{2\pi f |x_p|} = 878.1\text{PF}$

算出需要补偿的电容

高频时，有杂散电感的影响，要算出相应的低频等效电容（标称值）

$$C_{EQ} = \frac{C}{1 + (2\pi f)^2 LC}$$



3. C4 的计算

Z_0 的串、并联等效变换

$$\begin{aligned} Z_0 &= R_0 + jX_0 = 2 + j0.1 \quad (\Omega) \\ &= R_P // jX_P = 2.01 // j26.8 \quad (\Omega) \end{aligned}$$

当 $f = 145\text{MHz}$ 时, 电容

$$C_P = \frac{1}{2\pi f |x_p|} = 41 \text{PF} \quad \text{实际值}$$

实际值代入 (4.5.23) 算出标称值

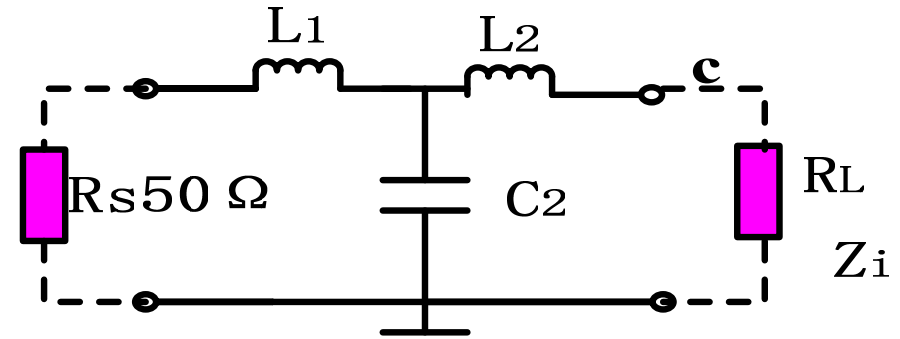
$$C_{EQ} = \frac{C}{1 + (2\pi f)^2 LC} \quad (4.5.23)$$

T型匹配网络计算

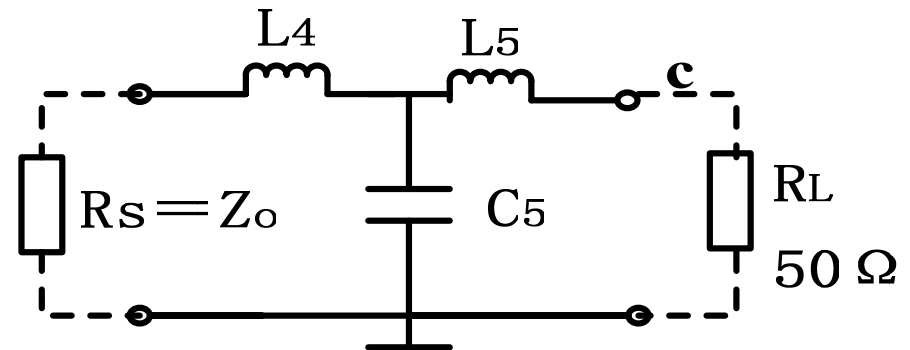
输入T型匹配网络计算

选取 $Q=9$, $R_S=50\ \Omega$, $R_L=R_P$
(Z_i 中的) $=1.67\ \Omega$

算出 L_1, L_2, C_2



输出T型匹配网络计算 (同上)



[返回](#)

4.5.5 8W UHF 宽带功放网络设计

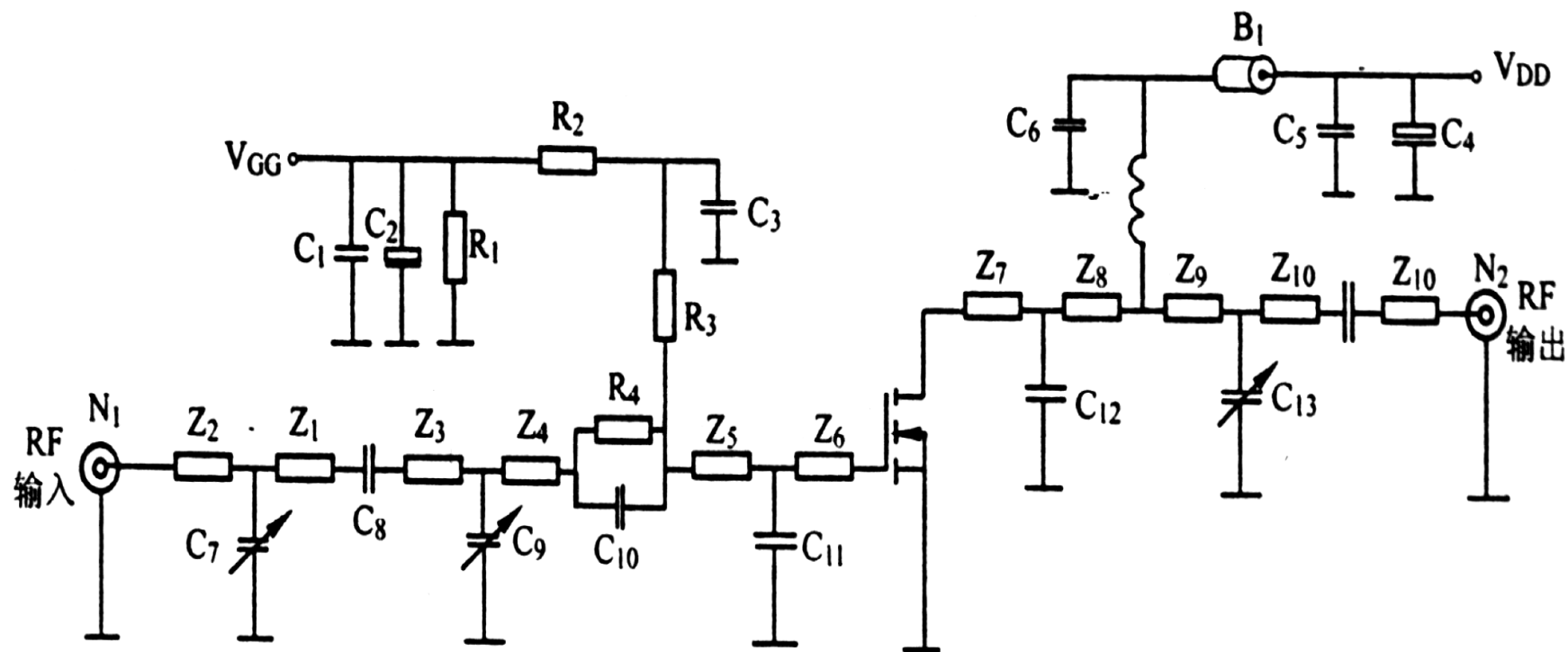


图4.5.15 500~520MHz 宽带功放电路



4.5.6 射频功放模块及其应用



4.1 引言


4.2 A类射频功率放大器

4.3 B类和C类射频功率放大器

4.4 高效射频功率放大器

4.5 阻抗匹配网络与网络设计

4.6 射频宽带功率合成



4.6 射频宽带功率合成

当一个功率放大器不能满足所需功率输出时，可以将多个相同的功率放大器合成，以获得所需要的功率，这种过程称之为功率合成技术。

在通信系统中，往往需要在很宽的频率范围内合成很大的输出功率，这是一种宽带功率合成技术，在短波和VHF波段的航海、航空电台，常常需要合成输出功率高达数百瓦甚至上千瓦的输出功率。



4.6 射频宽带功率合成

4.6.1 传输线变压器

4.6.2 宽带功率合成原理

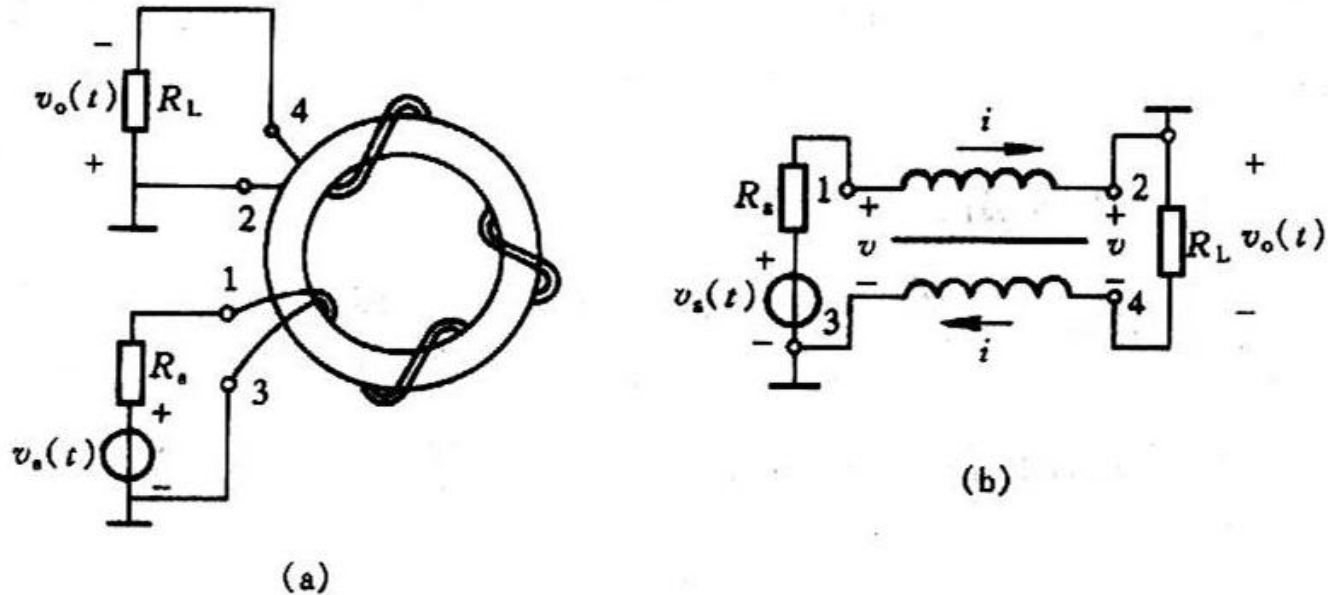
4.6.3 宽带功率合成电路



4.6.1 传输线变压器

功率合成靠上限工作频率达几千MHz的“传输线变压器”来实现。

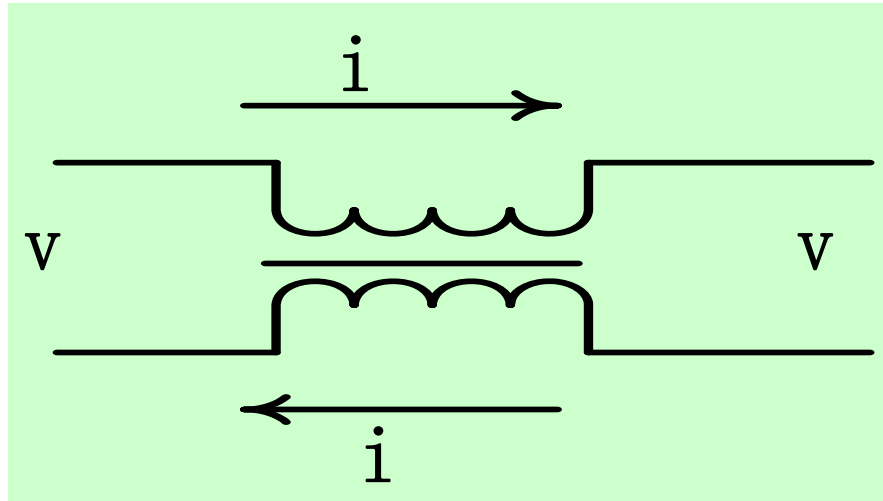
传输线变压器结构与工作原理



一、传输线变压器的工作原理

- 传输线原理和变压器原理的结合
- 磁环没有损耗，仅仅依靠传输线进行能量的传输，始端和终端功率都为 iv
- 线圈绕在磁环上有磁耦合作用，因此传输线变压器具有变压器的作用，可以实现阻抗变换

符号



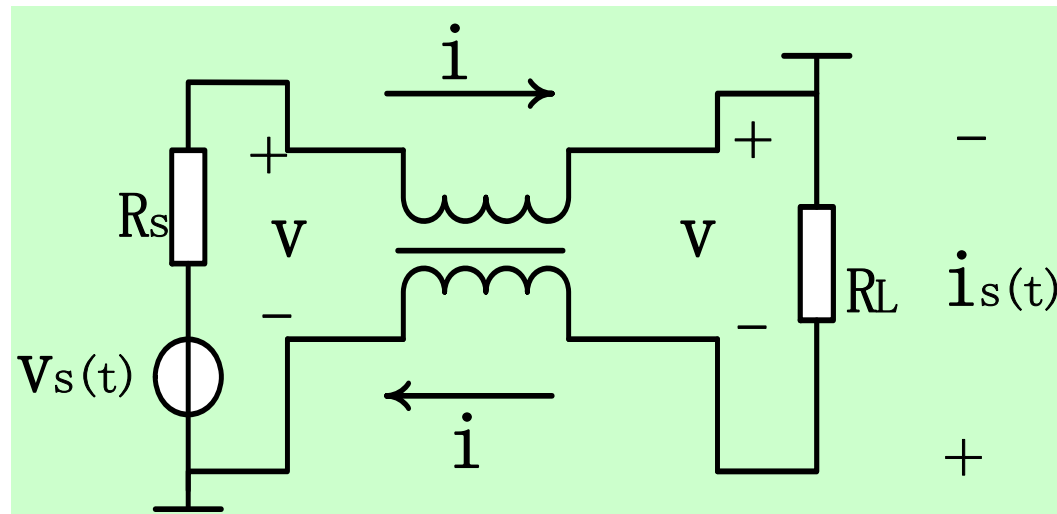
特性：在传输线长度 $L \leq \frac{1}{8} \lambda_{\min}$ (f_H 对应的波长) 时：

- a. 线上的电压和电流处处相等，均为 v 和 i 。
- b. 传输线变压器的特性阻抗 $Z_c = \frac{v}{i}$

二、常用传输线变压器

1:1 倒相变压器

1. 电路结构

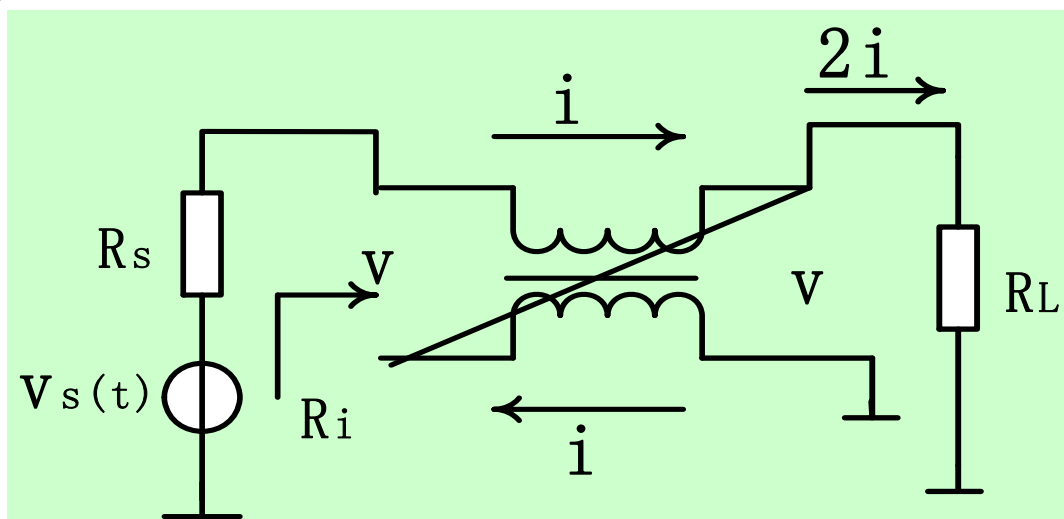


2. 阻抗关系

$$\left. \begin{aligned} R_i &= \frac{V}{I} = Z_C = R_L \\ V_0(t) &= -V \end{aligned} \right\} 1:1$$

4:1 传输变压器

1. 电路结构

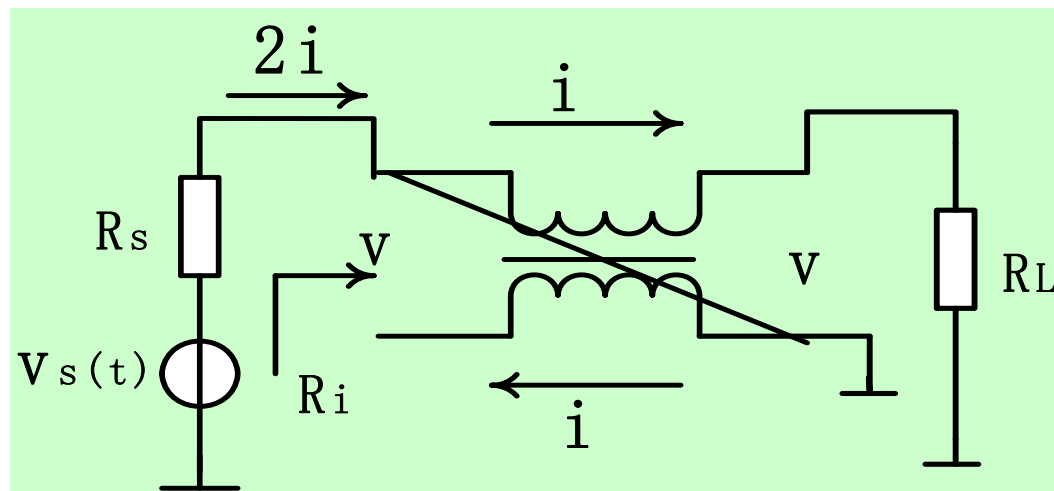


2. 阻抗关系

$$\left. \begin{aligned} R_i &= \frac{2V}{I} \\ R_L &= \frac{V}{2I} \end{aligned} \right\} \therefore R_i = 4R_L$$

1:4 传输变压器

1. 电路结构



2. 阻抗关系

$$\left. \begin{aligned} R_i &= \frac{V}{2I} \\ R_L &= \frac{2V}{I} \end{aligned} \right\} \therefore R_i = \frac{R_L}{4}$$



4.6 射频宽带功率合成

4.6.1 传输线变压器

4.6.2 宽带功率合成原理

4.6.3 宽带功率合成电路

4.6.2 宽带功率合成原理

一、功率合成

功率合成与功率分配常采用4:1传输变压器实现。

反向功率合成 (A.B为反相激励)

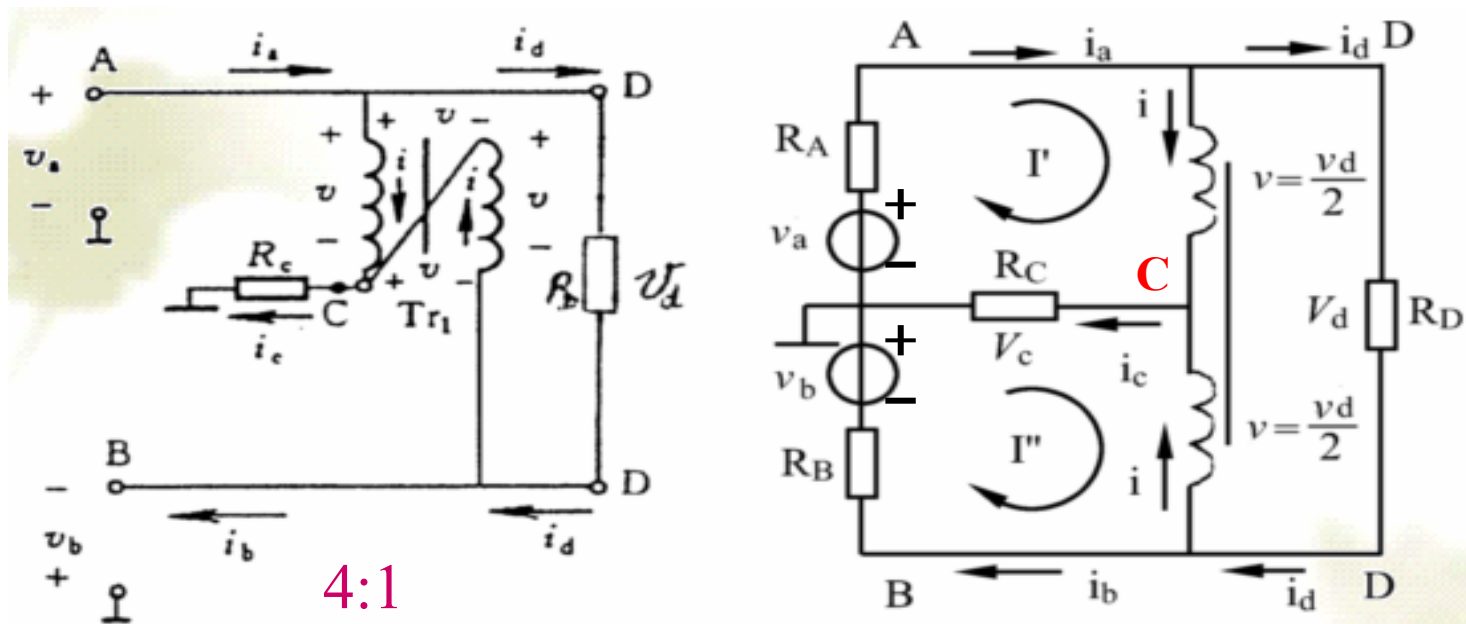
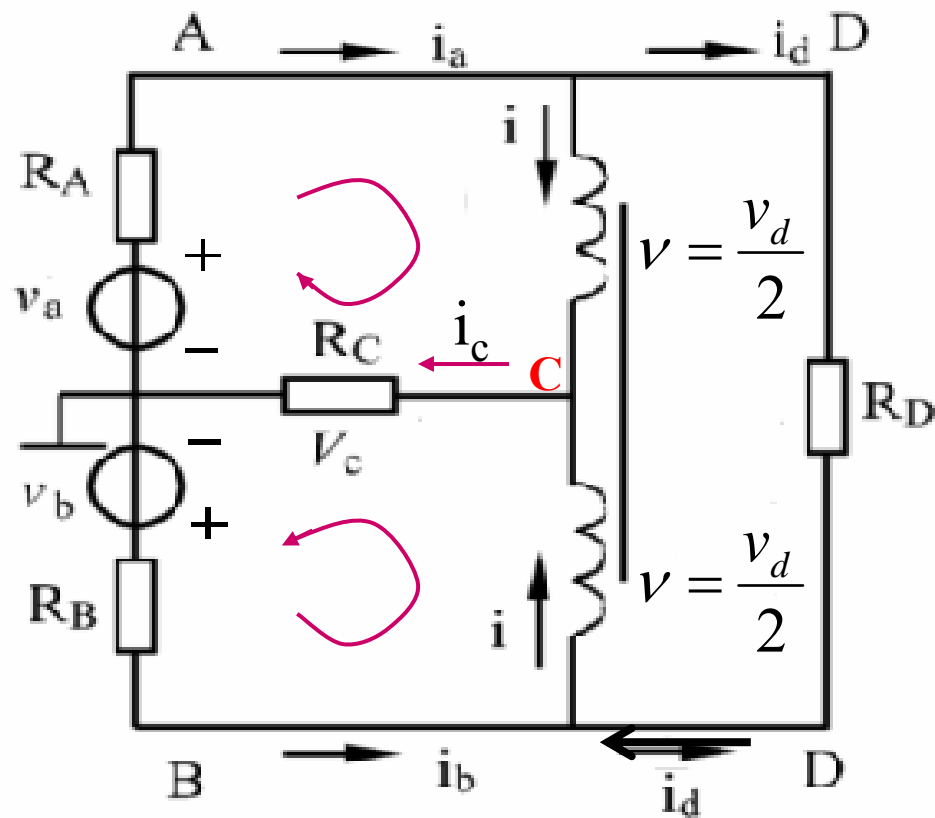


图4.6.4 反向功率合成

同向功率合成: (A.B为同相激励)





隔离条件

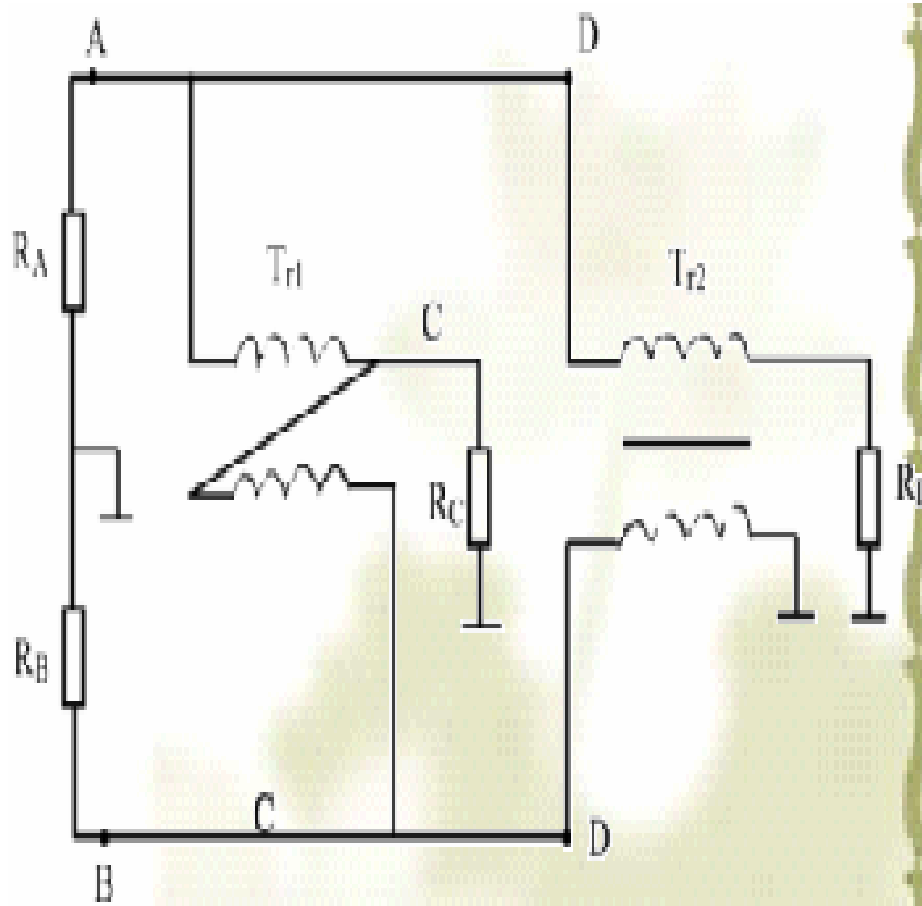
A、B两端激励放大器不相关，互不影响的条件：

由教材推导得隔离条件为： $R_D=4R_C$

即 $R_A = R_B = 2R_C = 1/2 R_D = Z_C = R$

-----工程中功率合成应满足的条件。

二、功率分配



若将激励功率加在 C 端，功率将平均分配在 AB 端——实现同相功率分配。

若将激励功率加在 D 端，功率将反相均分在 AB 端——实现反相功率分配。



4.6 射频宽带功率合成

4.6.1 传输线变压器

4.6.2 宽带功率合成原理

4.6.3 宽带功率合成电路



4.6.3 宽带功率合成电路

功率合成电路由功率分配网络、功率放大器以及功率合成网络三个部份组成。

功率合成网络应具有：

- 1、功率叠加且合成时功率损耗最小；
- 2、隔离特性。
- 3、反相功率合成优点：
可抵消偶次谐波，失真较小。

1. 30 – 80 MHz 75 W 反相功率合成电路

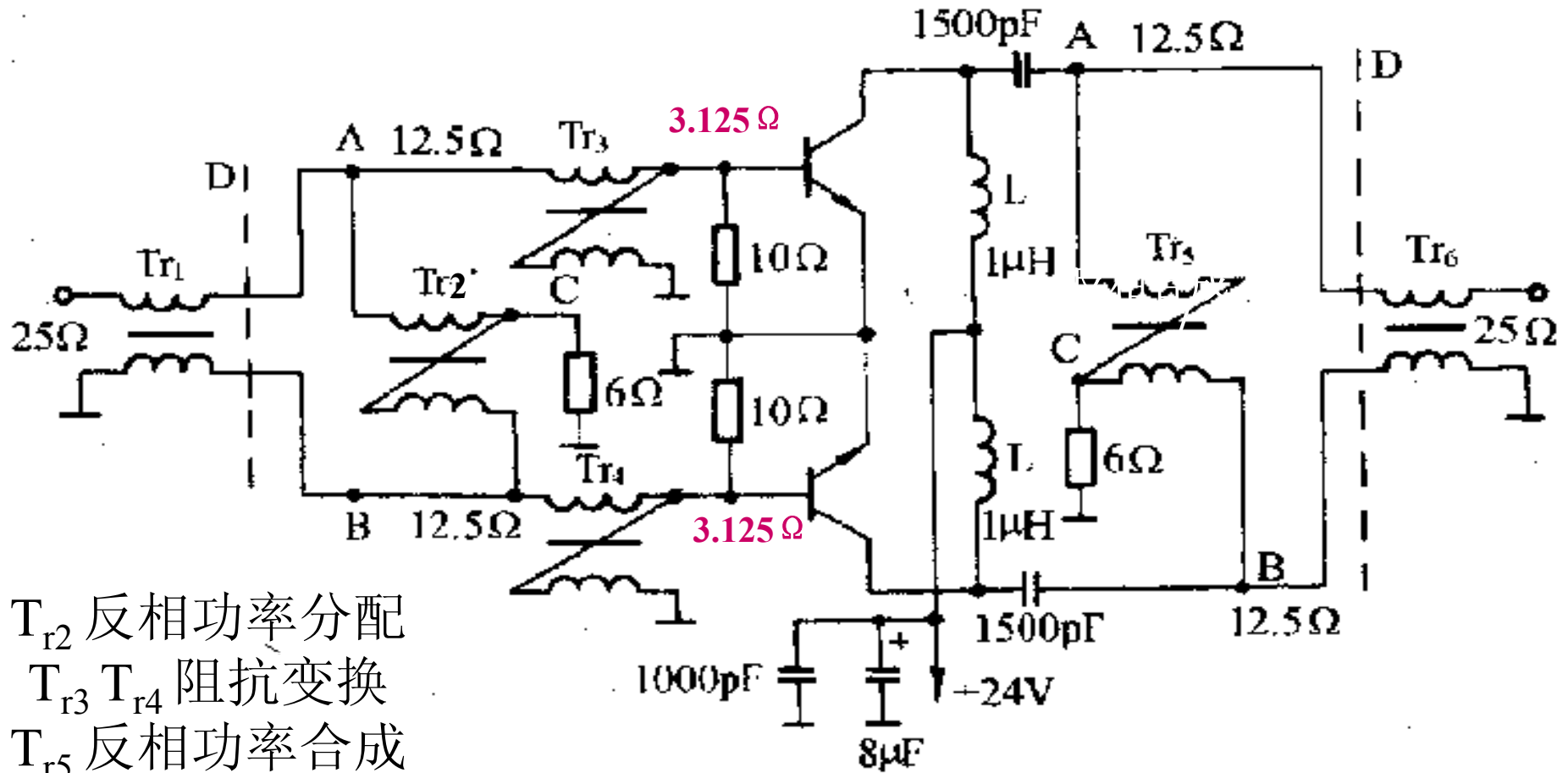


图4.6.6 反相功率合成电路

2. 短波段320W宽带功率合成电路

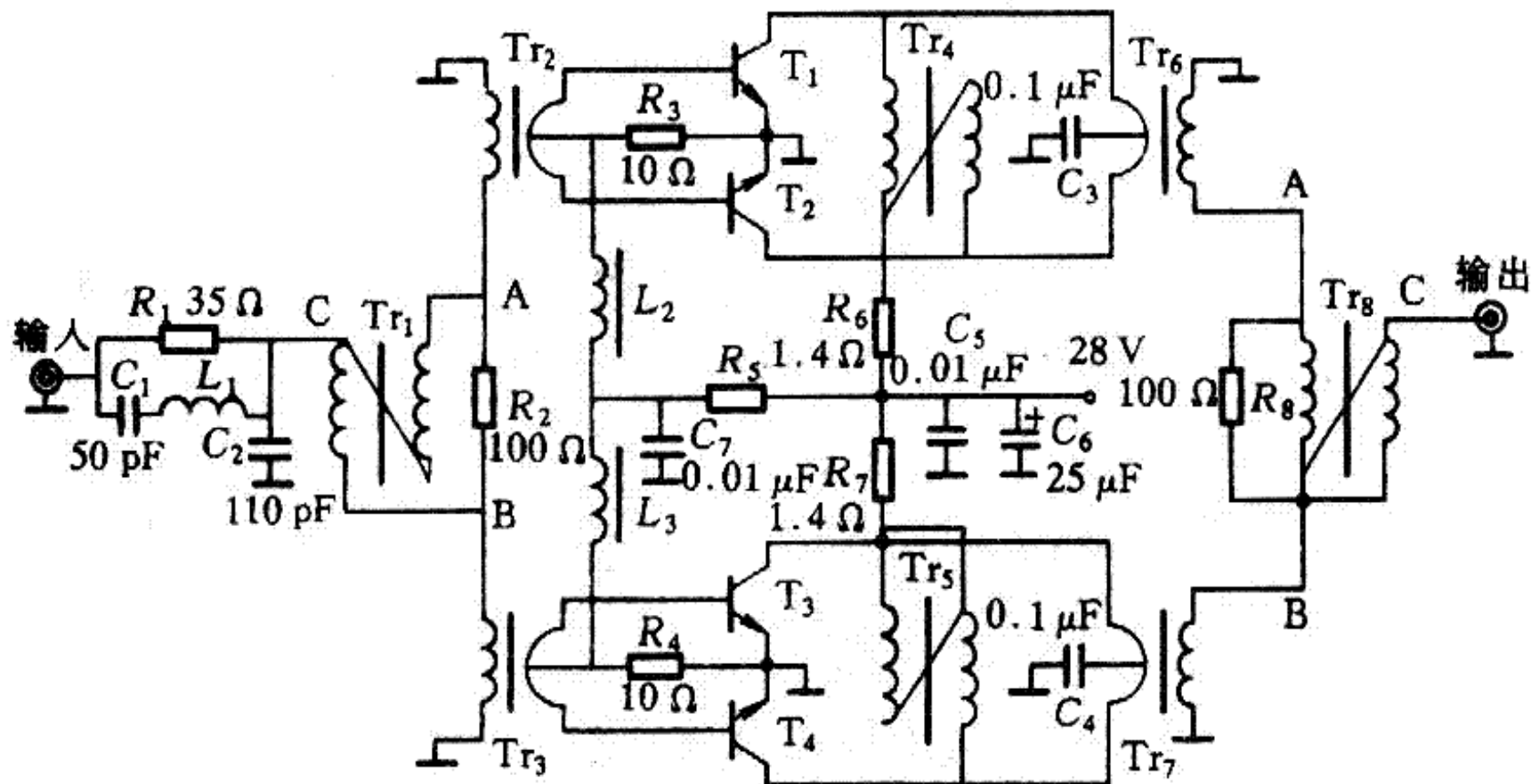


图4.6.7 短波段宽带功率合成电路



本章小结

1. 射频功率放大器

A、B、C、D四类射频功放的特点与区别

四类射频功放的指标及其计算

2. 射频功率放大器的匹配网络

L型匹配网络的分析与计算

T型和 π 型匹配网络的网络设计

3. 射频功率合成与功率分配

传输线变压器原理与阻抗变换计算

功率合成与功率分配原理与实用电路的计算